

(18) {Emblem} **European Patent Office** (11) **EP 0 701 390 A2**

(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Publication date: **March 13, 1996, Patent Office Gazette 1996/11** (51) Int. Cl.<sup>6</sup>: **H05B 41/36, H05B 41/392, H05B 37/02**

(21) Application number: **95114571.3**

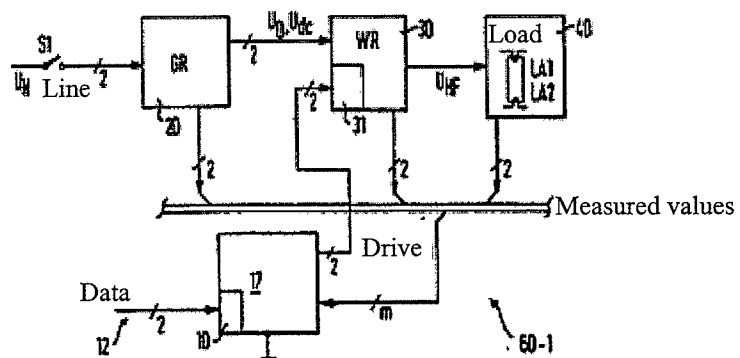
(22) Application date: **December 9, 1991**

<p>(84) Designated states: <b>AT BE CH DE DK ES FR GB IT LI LU NL SE</b></p>	<p>(72) Inventor(s): <b>Luger, Siegfried A-6850 Dornbirn (AT)</b></p>
<p>(30) Priority: <b>December 7, 1990 DE 4039161</b></p>	<p>(74) Representative: <b>Schmidt-Evers, Jürgen, Dipl.-Ing. et al. Patentanwälte Mitscherlich &amp; Partner, Sonnenstrasse 33 D-80331 Munich (DE)</b></p>
<p>(62) Application number of prior application pursuant to European Patent Convention Art. 76: <b>91121150.6</b></p>	
<p>(71) Applicant: <b>Tridonic Bauelemente GmbH A-6850 Dornbirn (AT)</b></p>	<p><u>Remarks:</u> This application was filed on September 15, 1995, as a divisional application to the application cited under INID code 62.</p>

(54) **Method and Circuit Configurations for Controlling the Brightness and Operational Characteristics of Gas-Discharge Lamps**

(57) A method and a circuit configuration for controlling the brightness and operational characteristics of gas-discharge lamps (LA1, LA2) via an electronic ballast having an AC voltage generator (30) variable in its output frequency, having a rectifier circuit (20) that feeds the AC voltage generator (30), having a load circuit (40) that exhibits at least one series oscillator circuit and at least one gas-discharge lamp (LA1, LA2) and that is fed with a variable AC voltage ( $U_{HF}$ ) from the AC voltage generator (30), and having a control and/or regulating device (17). Via a digital control input, digital instructions for controlling and/or regulating the brightness and the operating state of the at least one gas-discharge lamp (LA1, LA2) are supplied to the control and regulating device. In the turned-off operating state, in which the gas-discharge lamp (LA1, LA2) is turned off, the AC voltage generator (30) is de-energized immediately or after a specified length of time.

FIG. 1



Printed by Rank Xerox (UK) Business Services  
2.9.12/3.4

## Specification

The invention relates generally to an electronic ballast for fluorescent lamps. It relates in particular to circuit arrangements within the electronic ballast as well as a method for controlling the brightness and operational characteristics of fluorescent lamps.

Electronic ballasts of modern design are used to drive fluorescent lamps. The fluorescent lamps are thus operated in a gentler fashion, for one thing, and for another the efficiency of such lamp types can be raised. An electronic ballast regularly exhibits the features cited in the preamble of Claim 1.

A power supply voltage, which can be a direct-current (DC) or alternating-current (AC) voltage, is supplied to a rectifier and an intermediate circuit capacitor via a line input filter. Insofar as the device is operated exclusively with DC voltage, the latter rectifier can be omitted. A high intermediate circuit voltage  $U_0$  is formed on the intermediate circuit capacitor, which voltage is of the order of approximately 300 V in the case of the usual 220 V line power supply voltage. Connected beyond the intermediate circuit is an AC voltage generator; this is formed by a half-bridge or full-bridge inverter. It delivers a variable-frequency output voltage to an output load circuit, which exhibits a series resonance circuit provided there is no half-bridge circuit with artificial center voltage tap. The discharge gap of the gas-discharge lamp or fluorescent lamp to be controlled is in series with the series resonance circuit.

The output frequency of the inverter is roughly 10 kHz–50 kHz.

The efficiency of the connected fluorescent lamps is higher at the cited frequencies than in operation on the 50 Hz power supply line. An increased luminous efficiency is achieved at the same electric power consumption. Further, because of the high frequency, the inductance of the series resonance circuit on the inverter output side can be kept small. Finally, the variable frequency control permits brightness control of the fluorescent lamp, which is controllable in brightness (dimnable) only with difficulty on the normal line. What is more, finally, firing of the fluorescent lamp can be prepared and initiated via frequency control. For the protection of fluorescent lamps, the aforementioned firing

process also includes a so-called warm start, in which the heater coils of the fluorescent lamp are preheated before a high firing voltage, which leads to the firing and thus operation of the gas-discharge lamp, is imposed on the lamp as a result of resonance phenomena. The variation of the frequency that governs firing also makes it possible, through frequency shifting, to regulate the brightness over a wide range in almost infinitely variable fashion when the gas-discharge lamp is operating. The negative internal resistance of the fluorescent lamp when in operation necessitates special measures for such infinite, continuous control of the brightness.

A first important consideration for the development of a modern electronic ballast is therefore the most versatile possible capability of control, in particular brightness regulation. This with an eye to the operational characteristics as well as the brightness control of the fluorescent lamps connected to each electronic ballast.

Besides versatile control and regulation, another requirement for modern electronic ballasts is to provide convenient handling and control of many locally arranged light sources. This in particular with an eye to large projects, in which extensive lighting systems having a large number of light sources are to be installed.

Finally, it is an essential **goal of the invention** to provide increased safety for the connected fluorescent lamps as well as an improved capability for monitoring them. Safety, not least of all, for the operating personnel, who must replace burned-out lamps and in this context are instructed that the voltages present on the plug-in socket connectors and arising in the device during lamp replacement are not dangerous to them. This for the reason that in extensive lighting systems the individual lamps cannot be turned off individually, so that lamps must be replaced while in operation.

Further, avoidable power losses in driving the gas-discharge lamps are to be actually avoided.

The aforementioned technical problems are solved according to the invention with the characterizing features cited in the independent claims.

The method according to the invention and the circuit arrangement according to the invention make it possible to handle the control functions and brightness regulation in

a particularly exact and convenient fashion. To this end, there is provided a control and regulating device that performs all essential control, regulating and monitoring functions for a local electronic ballast. Control instructions and brightness instructions are supplied via an interface assigned to the control and regulating device and are executed by the control and regulating device in dependence on the currently valid process quantities (measured quantities) of the local electronic ballast in question. According to the invention, along with regulated-brightness dimmed operation (DIM), there is also a sleep mode in which the entire electronic ballast is de-energized when no brightness is desired for an extended time; in this mode, the electronic ballast consumes only minimal power, and avoidable losses are actually avoided.

The interface of the control and regulating device serves as receiver and preferably also as transmitter.

A pair of fluorescent lamps are advantageously driven on an AC voltage generator in each local electronic ballast. This setup corresponds to a so-called twin-tube electronic ballast.

Along with convenient brightness regulation, the control and regulating device also makes it possible in goal-oriented fashion to increase the lifetime of fluorescent lamps and ensure safety interests. The operational characteristics and the individual operating state of the fluorescent lamps powered from an electronic ballast can be most exactly controlled and monitored with the aforementioned control and regulating device. Thus warm start, fire, dim and turnoff processes (FIRE, DIM, OFF, ON) are chained together with high precision and in a fashion gentle to the lamp. Impermissible operating conditions are avoided, and adequate preheating of the heater coils is taken care of before every firing.

In addition to regular dimmed operation (DIM), in which the brightness of the fluorescent lamps is arbitrarily variable between a minimum value (MIN) and a maximum value (MAX), emergency operation (EMER) is also possible, in which the lamp takes on an emergency illumination light level. This can be specified locally at each device. It is activated automatically under certain danger conditions.

The transmitter and receiver is advantageously connected to a central control device via a bidirectional bus line. Such a central control device makes it possible to control a multiplicity of locally arranged electronic ballasts remotely from one central location. Along with remote control, the control device also offers information on the operating state. Errors that have occurred in the lighting system are detected and displayed on the basis of error messages that have been sent from the local electronic ballasts to the central control device over the bidirectional bus line. Maintenance work is simplified and speeded up in this way. A variety of monitoring functions, such as overvoltage and undervoltage monitoring, are already provided locally. The lifetime of the fluorescent lamps is perceptibly increased by these functions.

The brightness regulation of the local electronic ballasts controlled via the bus line is effected with serial digital control words, which represent control instructions or items of brightness data information. Particularly advantageous is organization into functional groups, in which a number of electronic ballasts arranged, for example, in one room can be driven simultaneously and with a single instruction.

The transmitters and receivers are advantageously coupled to the bus line by a differentiating element. It ensures strong damping of the 50 Hz line frequencies and works with very low input currents. The damping of the line frequencies is so great that protection against polarity reversal is ensured and the application of 220 V on the bus line has no harmful consequences.

If the fluorescent lamps are controlled in dimmed operation after a firing process, it can happen that brief light pulses occur. These have their cause in energy of the firing process stored in the output circuit, which energy subsequently manifests itself as a light pulse in dimmed operation. Here a remedy can be found by lengthening the glow phase (which phase in itself has the effect of shortening lifetime) between firing and steady operation. Actual shortening of lifetime is, however, avoided in that the glow region is prolonged only at low brightness values. The greater the brightness, accordingly, the shorter the glow phase and thus the faster the transition from firing operation to normal operation.

**According to the invention**, if a number  $m$  of measured quantities are supplied from the electronic ballast to the control and regulating device, a number of operating states and, if applicable, danger states can be detected herefrom and avoided. Further, true power regulation working independently of the lamp type (e.g., argon lamps or krypton lamps) is possible. Lamp brightness regulation is advantageously achieved through frequency modulation or through a combination of frequency modulation and variation of the duty cycle.

The monitoring aspect also includes monitoring of the currents in the heater coils of the fluorescent lamps. These permit a precise determination as to whether certain lamps are defective or perhaps have not been installed at all.

The moving striations that appear in severe dimmed operation are advantageously avoided if a small DC component is superimposed on the high-frequency AC lamp current.

If a pair of fluorescent lamps fed from a common AC voltage generator are used for each electronic ballast, the inductive symmetrizing element **according to the invention** brings about symmetrical operation of both fluorescent lamps. Heater transformers individual to each lamp, which have their primary winding connected to the AC output circuit, make possible controlled-voltage coil heating. The control and regulating device can draw inferences about the quality of the heater coils at any time by determining the primary current, and in this way already damaged fluorescent lamps or fluorescent lamps that will fail in the near future can be identified.

Further advantageous aspects and embodiments of the electronic ballast according to the invention and of the working method according to the invention are embodied in greater detail in the dependent claims. In what follows, exemplary embodiments of the invention are explained in greater detail with reference to the drawings, in which:

Figure 1 is a block diagram of an electronic ballast according to the invention;

Figure 2 is a block diagram of a system concept according to the invention in which a plurality of local electronic ballasts are connected to a central control device via a bus line 12;

Figure 3 is a block diagram of an exemplary embodiment of the control and regulating device according to the invention as an integrated circuit 17;

Figure 4 is a schematic diagram of an input circuit 20 having two acquisitions of measurements;

Figure 5 depicts an exemplary embodiment of the transformer-coupled coil heating of a fluorescent lamp having three measuring sensors;

Figure 6 depicts an exemplary embodiment of an output circuit 40 according to the invention having symmetrizing element TR1 for two fluorescent lamps;

Figure 7 is a schematic diagram of the AC voltage generator with driver circuit 31 that drives it;

Each of Figures 8a-c is a block diagram of transmitter and receiver 10 having variously fashioned circuits for coupling to bus line 12;

Figure 9 is a plot of brightness versus time for explaining turnoff operation and emergency illumination operation;

Figure 10 is a plot of brightness versus time for explaining the soft start or soft stop function in the case of a system configuration as depicted in Figure 2.

**Figure 1**, first, is a block diagram of an exemplary embodiment of an electronic ballast according to the invention. Line voltage  $U_N$  is supplied to input circuit 20 (rectifier circuit), via a switch S1 if appropriate. Said input circuit generates intermediate circuit voltage  $U_0$ ,  $U_{dc}$ , which is supplied to AC voltage generator 30 (inverter). AC voltage generator 30 delivers its high-frequency output voltage  $U_{HF}$  to an output load circuit 40 that contains one or a plurality of fluorescent lamps LA1, LA2. A number of system measurements (process variables) can be taken off from both AC voltage generator 30 and load circuit 40. The measurements are jointly supplied to a control and regulating circuit 17, which in turn generates the digital driving signals for inverter 30. These are shifted in potential and supplied to the output MOSFETs of the inverter via a driver circuit 31. Further assigned to control and regulating device 17 is a transmitter and receiver 10, which is connected to other electronic ballasts and/or to a central control device 50 via a bus line 12.



Said central control and regulating device is depicted in **Figure 2**. Here a number of electronic ballasts 60-1, 60-2, 60-3, ..., 60-i are connected to a common bus line 12. All the electronic ballasts are connected via this bus line to central control device 50, to which a display unit 51 is assigned. Via bus line 12 it now becomes possible to drive individual ones or pluralities of said electronic ballasts and transmit instructions such as turn off, turn on, fire or the like to them. Brightness values can also be preset, and in the opposite sense items of information about errors of the individual devices can be queried. Thus control device 50 has current information about the overall system state at all times, so that a high degree of operational reliability can be ensured and accelerated maintenance of the local electronic ballasts or of their fluorescent lamps becomes possible.

Functional blocks 20, 30, 40, 10, 17 depicted in Figure 1 will now explained in greater detail with reference to the following drawings.

**Figure 3** depicts control and regulating device 17 as an integrated circuit. The multiplicity of measurements  $m$ , which correspond to the process signals of Figure 1, are supplied to it. It delivers two digital driving signals for the final stage transistors of inverter 30, which signals are further amplified and shifted in potential via a driver circuit 31.

Besides the  $m$  measurements,  $n$  setpoints are also supplied to control and regulating device 17. These influence the specifiable control and regulating characteristics. Further, there is a transmitter and receiver 10, either as part of control and regulating circuit 17 or separately, which is connected to bus line 12 directly or by means of a coupling circuit. It forms the serial interface, which enables the control and regulating device to communicate items of information about errors and the operating state to central control device 50.

The aforementioned  $n$  setpoints can also be supplied to this transmitter and receiver 10, which passes them on to control and regulating circuit 17 after appropriate conditioning. Setpoints can be, for example, the emergency illumination level (EMER), the minimum brightness level (MIN) and the maximum brightness level (MAX), the

latter two defining the range within which the specifiable brightness level (DIM) can vary during operation.

Serial digital data words having a length of 8 bits are employed as instruction and data words and as error information words. Other value lengths<sup>1</sup> are possible. To each local electronic ballast there is assigned an address, which makes it possible to address individual electronic ballasts via the address of transmitter and receiver 10 and to query information items from them or issue instructions to them. The bidirectional working mode of bus line 12 makes it possible to cable a multiplicity of local electronic ballasts to a central control device (50) in problem-free, low-cost fashion.

**Figure 4** is a schematic diagram of an input circuit such as can be employed to feed AC voltage generator 30 from a power line with voltage  $U_N$ . The input circuit comprises capacitive input filters and, as appropriate, a choke coil for higher harmonics. The capacitors in Y configuration serve to suppress radio-frequency interference. An overvoltage arrester or a VDR is connected in parallel with them. Next comes a full-wave rectifier, which can be omitted if the device is routinely operated on DC. Connected behind the rectifier is an intermediate circuit capacitor C4, which at a line voltage of 220 V charges up to approximately 300 V with a residual ripple of approximately 10%.

Because the crest factor is to be kept low, the intermediate circuit voltage  $U_0$  should be well smoothed.

In parallel with intermediate circuit capacitor C4 is a voltage divider R18, R28, from which a measurement signal proportional to the intermediate circuit voltage can be picked off. A signal proportional to the power supply voltage is acquired at a low-pass filter R21, C25 and supplied to control and regulating device 17, as is the measurement signal dependent on the intermediate circuit voltage. Both measurement signals are used for monitoring the power supply voltage and thus the operational reliability of the electronic ballast.

**Figure 5** depicts an exemplary embodiment of a load circuit 40 according to the

---

<sup>1</sup> *Wertlängen* (= value lengths) in the original, possibly an error for *Wortlängen* (= word lengths).—Translator.

invention having a heater transformer L5 for preheating the coils of fluorescent lamp LA1. Just one of a pair of lamp circuits is depicted in Figure 5. The exemplary embodiment of the invention exhibits a pair of these branches, that is, two fluorescent lamps LA1, LA2 on one AC voltage generator output, which delivers high-frequency AC voltage  $U_{HF}$  between the series-connected power and switching transistors V21 and V28. The AC voltage generator is powered with an intermediate circuit voltage  $U_{dc}$  from input circuit 20 depicted in Figure 4. Because the fluorescent lamps have a negative internal resistance when in operation, they must be powered with high peak voltages during the firing process (FIRE) and with corresponding heating energy during heating of the coils. From the output connection of inverter 30, a series resonance circuit L2, C15 leads via a symmetrizing element TR1, which will be explained later, to discharge gap H2, H4 of the fluorescent lamp. Further, a measurement resistor R32 is connected in series with the fluorescent tube, on which resistor a voltage proportional to lamp current  $I_{L1}$  is picked off and supplied to control and regulating circuit 17. Between coil L2 and capacitor C15, a firing capacitor C17 is connected to ground (ZERO). The dimmer characteristic of the discharge lamp can be equalized with the aid of this arrangement, since the resistance of capacitor C15 decreases and the resistance of the discharge lamp increases with rising frequency. Also in parallel with firing capacitor C17 are the primary winding of heater transformer L5 and further, in series therewith, a Zener diode V15 and a measurement resistor R10. A voltage proportional to heater coil current  $I_{W1}$  is picked off on the latter and supplied to control and regulating circuit 17 as a further measured quantity of the system. Because inverter 30 impresses an output voltage and the heater transformer is essentially in parallel with fluorescent lamp LA1, a voltage is impressed via the heater transformer on its secondary windings. The two secondary windings each power one of the two heater coils H1, H2 and H3, H4 in floating fashion. In this way, the sum of the heater coil currents  $I_{W1}$  is measured on primary-side measurement resistor R10.

Zener diode V15 further connected in series generates a DC component in the primary winding of L5, which, however, is not transformed but is lacking in lamp current  $I_{L1}$  and thus powers the discharge of the lamp with an additional DC component having a

magnitude of the order of approximately 1% of the actual discharge current. This prevents the effect of moving striations that occur when the lamps are dimmed. The moving striations comprise bright/dark zones, occurring particularly upon dimming, which travel along the tube at a specified speed. Superimposing a small DC accelerates this motion effect in such a way that it is no longer disturbing.

For heating, inverter 30 is operated at a high frequency  $f_{\max}$ , so that an AC voltage not suitable for firing lamp LA1 appears on C17. In this operating state, the coils of the lamp are heated via L5, the lamp drawing a high heating current at first and a smaller heating current later because of the cold-conductor effect of the coils. Firing of the lamp (FIRE) is begun after a preheat time of approximately 750 msec.

Upon firing of the fluorescent lamp, the frequency  $f$  of inverter 30 is reduced so that it comes closer to the resonance frequency  $f$  of output series resonance circuit L2, C15. As a result, a rise in voltage takes place on C17, with a peak of the order of approximately 750 V. A serviceable lamp is fired in this way.

As soon as lamp LA1 or LA2 has fired, series resonance circuit L2, C15 or L3, C16 is strongly damped. This causes, on the one hand, a shift in the resonance frequencies  $f_0$  and, on the other hand, an immediate drop in the AC voltage across the lamp in question. The decrease in voltage is detected by control and regulating circuit 17 via voltage divider R27, R25 connected in parallel with the lamp. The control and regulating circuit thereupon begins the operating phase proper (DIM) of the lamps.

For effective operation of the lamp, the frequency  $f$  of inverter 30 is regulated in such fashion that the power of the lamp corresponds to the specified setpoint, that is, the desired brightness level. The higher the frequency in the operating state, the lower the brightness of the lamp becomes. The operating frequency of AC voltage generator 30 can indeed be shifted to values of the order of the heater frequency or higher than it. At a maximum power (MAX), it is also possible to set an output frequency that lies below the firing frequency but still above the resonance frequency of series resonance circuit L2, C15.

The operating state of lamp circuit 14 can vary widely in dependence on the lamp

used, for example argon lamp, krypton lamp, or in dependence on the lamp power selected.

The combination of capacitor C24 and diodes V30, V31 effects frequency-dependent damping of the output circuit upon a rise in voltage. This damping is important above all when high frequencies and high impedances are present, that is, for example, when a lamp is missing or when preheating takes place in the case of an already warm coil. When a lamp has not fired or is missing, this hookup scheme helps to limit the rise in voltage if it is undesired. C24 is chosen such that the damping remains small enough at the moment of firing.

**Figure 6** depicts the output circuit of Figure 5 for twin-tube operation, that is, two fluorescent lamps on one inverter. Here symmetrizing transformer TR1 has also been drawn in full. Each winding has one of the two lamp currents flowing through it. These currents flow in contrary senses, so that a net magnetization occurs if the current amplitudes differ, which magnetization induces a voltage in the inductive element that exerts a symmetrizing action. Such a transformer is advantageous if, because of component tolerances and lamp tolerances as well as unlike temperature conditions, the two lamps would burn unequally brightly in the dimmed state. In two-lamp luminaires, this is avoided by symmetrizing element TR1. If a plurality of pairs of lamps are operated on one AC voltage generator output, then such a symmetrizing element TR1 is to be provided for each pair.

From Figure 6 it can also be seen that an individual series resonance circuit is connected ahead of each fluorescent lamp and an individual firing capacitor C17, C18 is connected in parallel with said lamp. This makes possible a relatively independent firing phase as well as smooth functioning in dimmed operation. In parallel with each of firing capacitors C17, C18 there is a voltage divider R25-R28, which voltage dividers lead a signal proportional to the output AC voltage to control and regulating device 17. Similarly, it is also possible to connect the voltage dividers directly in parallel with the fluorescent lamp, that is, behind symmetrizing element TR1. In series with each of the lamps—this was already explained for a lamp circuit with reference to Figure 5—there is

a current measuring shunt R31, R32. A signal proportional to the lamp current is obtained on these, which signal, multipliable by the aforementioned lamp voltage signal  $I_{L1}$ , is compared to the inverter branch current  $I_{\max}$  in control and regulating circuit 17, and hence the relative phase of the two currents is recruited for detecting the operating state.

If impermissible capacitive operational characteristics are detected, control circuit 17 responds thereto by increasing the operating frequency  $f$  of inverter 30, so that load circuit 40 is again operated inductively. The aforementioned capacitive operating mode occurs chiefly when the power supply voltage is low. Branch current acquisition permits positive avoidance of damage to components.

**Figure 8** depicts transmitter and receiver 10 as well as the coupling filter connected ahead thereof, with which the bus coupling to control line 12 is effected. In this example, the setpoints for minimum brightness, maximum brightness and emergency illumination brightness ( $U_{\text{EMER}}$ ,  $U_{\text{MIN}}$ ,  $U_{\text{MAX}}$ ) are specified to digital interface 10. Further, there is a digital input DAT via which the control signals from a central control device reach the local electronic ballast and also the error signals from the local electronic ballast are communicated to the central control device. The serial interface makes possible remote control of the electronic ballast by a digital instruction signal or instruction word. An 8-bit data word is provided as such a digital signal. It is differentiated by the two capacitors C22, C23, shifted in potential by half the power supply voltage of control circuit 17 or of transmitter and receiver circuit 10, and then supplied to digital input DAT of interface 10 via a damping capacitor C12. As a result, the 50 Hz line frequency can be suppressed and also the input currents of each interface can be kept small. Figure 8b depicts a further embodiment of the bus coupling. Here the two bus lines 12 are inductively coupled to the data input of the digital interface. If electronic ballasts having the coupling filter illustrated in Figure 8a are operated on distinct phases of the multiphase line, equalizing currents that interfere with data transmission can flow. It is true that these equalizing currents can also flow in the circuit of Figure 8b, but they are not present because no primary-side ground connection exists. Figure 8c depicts an advantageous development of this circuit. Through the employment

of a secondary winding having a center tap, the circuit becomes safe against polarity reversal. An optical coupling can also be used, but this exhibits an increased current consumption.

As setting signals, 255 brightness values (corresponding to 8 bits) are provided. The control signal OFF, represented by the binary word “zero,” is also possible. The aforementioned OFF signal causes the entire electronic ballast to go into a power-saving turned-off mode (SLEEP) either immediately or after a short span of time. In it becomes the is.<sup>2</sup> In this way it is ensured that a signal proportional to the actual lamp power  $P_{act}$  or to the brightness  $E$  is available at any time, which signal is specifiable as actual value for exact brightness regulation.

**Figure 7** depicts in greater detail inverter 30 with its output power transistors V28, V21. Between them, the high-frequency AC voltage  $U_{HF}$  is delivered to load circuit 40 explained above. The two power transistors are driven via a driver circuit 31, which receives its control signals from control and regulating circuit 17. If appropriate, asymmetrical turnoff/turnon delays can be considered for the respective transistors, so that joint conduction of both transistors V21, V28 can be avoided in every case. The upper transistor is powered via a bootstrap circuit (not drawn); the lower transistor and system control 10, 17, 31 receive their drive voltage from the intermediate circuit voltage  $U_0$  via a series resistor and a smoothing capacitor C5. Besides said power supply from the intermediate circuit, low-loss AC coupling from oscillating inverter 30 to storage capacitor C5 also takes place via a coupling capacitor C21, diodes V12, V7 and inductance L7.

The current suppliable to smoothing capacitor C5 through the series resistor or a current source  $I_q$  is sufficient to power IC31 and control and regulating circuit 17 in turned-off (SLEEP) operation.

The power supply coupled out via a capacitor C21, rectified via components V12, V7, L7 already named, smoothed via C5 and coupled into the load is sufficient when the

---

<sup>2</sup> At column 10, line 45, the original has *In ihm wird der ist*, which is nonsense. Note that *ist* may refer to an actual state; in the next line the subscript in  $P_{ist}$  has been replaced to give  $P_{act}$ .—Translator.

inverter is in operation. This way of getting the power supply voltage is nearly lossless because only reactive elements are used for current limiting. Antiparallel diodes V14, V15 and resistor R34 connected in parallel with them, inserted in the lower inverter half-branch of transistor V21, yield a voltage signal  $U_{\text{cap}}$  proportional to branch current  $I_{\text{max}}$ . Like the other process signals, this signal is supplied to control and regulating circuit 17. The control and regulating circuit can establish from the signal the direction of flow of the current flowing through the inverter at the moment before V21 opens. If this current is negative, load circuit 40 of inverter 30 is in an impermissible capacitive region. It thus represents a danger to the controlling inverter. Besides pure amplitude detection, a phase analysis can also be recruited at which the load current measuring current consumption of the entire ballast [is<sup>3</sup>] minimal. Inverter 30 and drive circuit 31 are de-energized and, if appropriate, the essential components of control and regulating circuit 17 are also de-energized after a slight further time delay. Only the receiver circuit of transmitter and receiver 10 and the monitoring circuit for the detection of emergency operation (EMER) remain activated. The total circuit power thus falls below 1 W. If, however, a new setting signal arrives in such a state, control and regulating circuit 17 immediately takes up the turn-on sequence, which makes the transition to steady operation with preheating and firing (FIRE), and there provision is made for immediate adjustment of the desired brightness value (DIM).

Along with controlling the brightness and the emergency illumination mode as well as the turned-off mode (SLEEP mode), control and regulating circuit 17 also has the task of extracting from all the aforementioned process quantities the items of information that are important for monitoring and controlling the electronic ballast.

These are voltage monitoring, continuance of emergency operation and monitoring of the fluorescent lamps for coil failure or gas defect. The various operating states of the fluorescent tubes, such as firing, preheating, and steady operation, can also be differentiated through the measured quantities. The process quantities measured and used for checking are listed below:

---

<sup>3</sup> Word inserted by translator.



Power supply voltage  $U_{ac}$ ,  $U_N$ ;

Under-/overvoltage  $U_{Nmin}$ ,  $U_{Nmax}$ ;

Battery voltage  $U_B$ ;

Intermediate circuit voltage  $U_0$ ,  $U_{dc}$ ;

Lamp current/operating current  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ;

Lamp voltage  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ ;

Output voltage  $U_{HF}$ ;

Output current  $I_{HF}$ ;

Coil current  $I_{W1}$ ,  $I_{W2}$ ;

AC voltage generator branch current  $I_{cap}$ .

Overvoltage and undervoltage in the intermediate circuit and in the power supply circuit are detected on the basis of the quantities listed. Control and regulating circuit 17 turns off all functions when the voltage becomes too high and cannot resume functioning until the voltage has been switched off and back on once.

Upon the occurrence of undervoltage—which leads to an endangering capacitive operation of the inverter—the response is to block driver circuit 31. Control and regulating device 17 carries out no firing as long as the line power supply does not have the voltage necessary to guarantee heating of the coils and avoid capacitive operation. The firing process is initiated only after a specifiable threshold value is exceeded. This takes place automatically.

An emergency operation changeover to a specifiable emergency illumination brightness takes place, for example, when control circuit 17 detects a DC voltage  $U_N$  via the usual AC voltage power supply input of turnon circuit 20 and via measurement sensors R21, C25 (Figure 4). Serving this end is a counting logic that begins emergency operation unless a value is greater than or less than a specified threshold value. This can happen after a specified dead time that bridges over possibly missing single half-waves.

If in a system of luminaires the normally feeding AC voltage  $U_{ac}$ ,  $U_N$  drops out, an emergency voltage power supply  $U_B$ , which is obtained from batteries or a generator, is imposed across the line voltage line. The electronic ballasts detect this situation

automatically.

In emergency operation, the brightness of the fluorescent lamps is no longer specified by the digitally specified brightness value DIM but by a trim value specifiable locally on the device, which can be specified via the input  $U_{\text{EMER}}$ . If the electronic ballast should be in turned-off mode (SLEEP) when this emergency operation commences, that is, lamp and inverter turned off, it first executes the normal firing process (FIRE) in order to set the emergency operation brightness thereafter.

Upon detecting the end of the emergency operating state, the electronic ballast reverts to the previous state; this can be the OFF state if the electronic ballast was previously in that state. This can, however, also be the original brightness value (DIM) if this was present before the requirement for emergency operation.

Determination of the coil current permits a recognition of whether either a lamp is not inserted or one of the two coils is broken. In one of these error cases, inverter 30 is driven at its maximum frequency  $f_{\text{max}}$ , which on the one hand results in a heater current flowing as it did before once the defective lamp has been replaced, and on the other hand drops the voltage on the defective lamp to the lowest possible level. This is important in order to comply with the VDE safety code. At the high frequency  $f_{\text{max}}$  cited, the inductive part of the series resonance circuit in the output is so large in comparison with the capacitive resistance of firing capacitor C17 that the voltage at the output is limited to safe values and there is no danger to maintenance personnel.

If a serviceable lamp is inserted, the firing process (FIRE) is begun without further action after waiting through the preheat time.

The internal sequence control in control and regulating circuit 17 further also limits the number of start attempts to two and sets (sends) an error signal via transmitter and receiver 10 on bidirectional bus 12 whenever an error case exists, for example if the lamp is missing, when a coil break or a gas defect is present. The same applies in emergency operation, for emergency operation cannot be sustained in the case of a lamp defect.

Wiring errors that lead to a short circuit of the discharge gap of the lamp can be

detected on the basis of the process signals when the lamp voltages are monitored for a specified minimum value. A value falling below this specified value, as in the case of line overvoltage monitoring, leads to turning off the entire electronic ballast.

Refusal of the lamp to fire, for example due to gas defect, is detected by control and regulating circuit 17. If the lamp cannot be fired within a specified firing period, that is, when there is no drop in voltage on firing capacitor C17 within this time interval, the cited interlock engages.

Along with complete turnoff and error reporting, it is also possible to wait for a repetition time, after which a renewed firing and starting attempt is made. If no firing success is achieved in this case, control and regulating circuit 17 responds as in the case of a heater coil break and sets the frequency of inverter 30 to the maximum value  $f_{\max}$ .

Upon replacement of the lamp, which control and regulating circuit 17 detects by a rise in lamp voltage or a change in heater coil current, a new firing attempt takes place after the reinsertion of a new lamp.

The following should be explained in relation to brightness regulation for fluorescent lamps. True brightness regulation finds application, because it ensures equal lamp powers independently of lamp type—provided the lamp efficiency is substantially equal. The measured quantities lamp current, lamp voltage used to determine the actual value are multiplied and compared, by an analog or digital method, to the setpoints specified in remote control mode via transmitter and receiver 10. The result of the comparison controls the frequency  $f$  of AC voltage generator 30 either directly or via a controller. If a more exact gradation of brightness is desired, a logarithmic setpoint adaptation can take place. Exponential weighting of actual value can be performed in the same way. Along with independence from the lamp type, compensation for lamp age, for the existing service temperature and also for the possibly fluctuating line voltage  $U_N$  is achieved.

Monitoring of the operating state controlled by process signals also makes it possible to execute the firing of lamps at low brightness values, it being possible to avoid the light pulse that normally occurs. Said light pulse is due to energy stored in the output

circuit by the firing process, which is then abruptly discharged into the lamp after firing. For suppression or elimination, quick detection of firing—through the change in lamp conducting voltage  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ —is provided and the lamp current is quickly reduced after firing. The latter [is] through instantaneous shifting of the inverter output frequency toward higher frequencies. In this way, the glow region between firing and steady gas discharge is artificially prolonged. Under normal circumstances, lamp life would be reduced in this way. According to the exemplary embodiment, however, this is avoided because the prolongation of the glow phase is used only for critical low brightness values. For high brightness values, the current is held at a higher level so that the glow phase is curtailed. This can be set in software using digital control words and transmitter and receiver 10.

**Figure 9** presents a brightness versus time diagram in which the brightness of the lamp controlled by the electronic ballast of Figure 1 is varied as a function of time. Initially the maximum brightness is provided; there follows a turnoff cycle specified via bus line 12 and digital interface 10. The brightness is reduced to zero according to a specified slope, and then inverter 30, its driver circuit 31, and essential parts of control IC 17 are turned off in order to save electricity. A subsequent emergency illumination state leads—even though the system is turned off—to controlled firing as well as a buildup of the brightness of the lamp to the preset emergency illumination brightness (EMER). This can be changed for each local electronic ballast via the setpoint specification  $U_{EMER}$ . Similarly, the maximum and minimum brightness value (MIN, MAX) drawn in Figure 9 can be set or equalized through a corresponding setpoint specification.

**Figure 10** depicts schematically a program-controlled “soft start” in the form of a brightness versus time diagram. Electronic ballast 60 is initially in the turned-off state (OFF). The instruction “soft start” now leads either to an automatic increase in lamp brightness at a regulated slope—once the lamp has been fired—or to program-controlled, step-by-step incrementing of the lamp brightness level. In the latter case, incrementally growing brightness values are sent by central control device 50 at certain time intervals. The local electronic ballasts follow the requirements with virtually no delay. In this way,

the local light sources can be increased and decreased at a controlled (regulated) rate of change.

## Claims

1. A method for controlling the brightness and operational characteristics of gas-discharge lamps (GD lamps) via an electronic ballast (EVG) having an AC voltage generator (W, 30) variable in its output frequency (f), having a rectifier circuit (GR, 20) that feeds the AC voltage generator (30), having a load circuit (40) that exhibits at least one series resonance circuit (L3, C18; L2, C17) and at least one gas-discharge lamp (LA1, LA2, GD lamp) and that is fed with a variable AC voltage ( $U_{HF}$ ) from the AC voltage generator (30), and having a control and/or regulating device (17), **characterized in that** the control and/or regulating device (17) is supplied, via a digital control input (DAT), with digital instructions for controlling and/or regulating the brightness (E,  $P_{act}$ ) and the operating state (MIN, MAX, EMER, SLEEP, DIM, FIRE, OFF, ON) of the at least one gas-discharge lamp (LA1, LA2) and that in the turned-off operating state (OFF), in which the gas-discharge lamp (LA1, LA2, GD lamp) is turned off, the AC voltage generator (WR, 30) is de-energized immediately or after a specified length of time (SLEEP operation).

2. The method of Claim 1, **characterized in that** the control and/or regulating device (17) is de-energized simultaneously with the AC voltage generator (WR, 30) or with a slight delay and that the control and regulating device (17) and the AC voltage generator (30) are reactivated upon the receipt of a new digital brightness instruction (DIM).

3. A circuit arrangement for controlling the brightness and the operational characteristics of gas-discharge lamps (GD lamps) via an electronic ballast (EVG) having an AC voltage generator (W, 30) variable in its output frequency (f), having a rectifier

circuit (GR, 20) that feeds the AC voltage generator (30), having a load circuit (40) that exhibits at least one series resonance circuit (L3, C18; L2, C17) and at least one gas-discharge lamp (LA1, LA2, GD lamp) and that is fed with a variable AC voltage ( $U_{HF}$ ) from the AC voltage generator (30), and having a control and/or regulating device (17), **characterized in that** there is a receiver (10) that is suppliable or supplied, via a digital control input (DAT), with instructions for controlling and/or regulating the brightness ( $E$ ,  $P_{act}$ ) and the operating state (MIN, MAX, EMER, SLEEP, DIM, FIRE, OFF, ON) of the at least one gas-discharge lamp (LA1, LA2, GD lamp) and that there is a driver circuit (31) via which, in the turned-off operating state (OFF), in which the gas-discharge lamp (LA1, LA2, GD lamp) is turned off, the control and regulating device (17) de-energizes the AC voltage generator (WR, 30) immediately or after a specified length of time (SLEEP operation).

4. The circuit arrangement of Claim 3, **characterized in that** the control and/or regulating device (17) is de-energized simultaneously with the AC voltage generator (WR, 30) or with a slight delay, the receiver (10) of the control and regulating device remaining activated, and that upon the receipt of a new digital brightness instruction (DIM), the receiver (10) reactivates the control and regulating device (17) and said control and regulating device reactivates the AC voltage generator (30).

System

FIG. 1

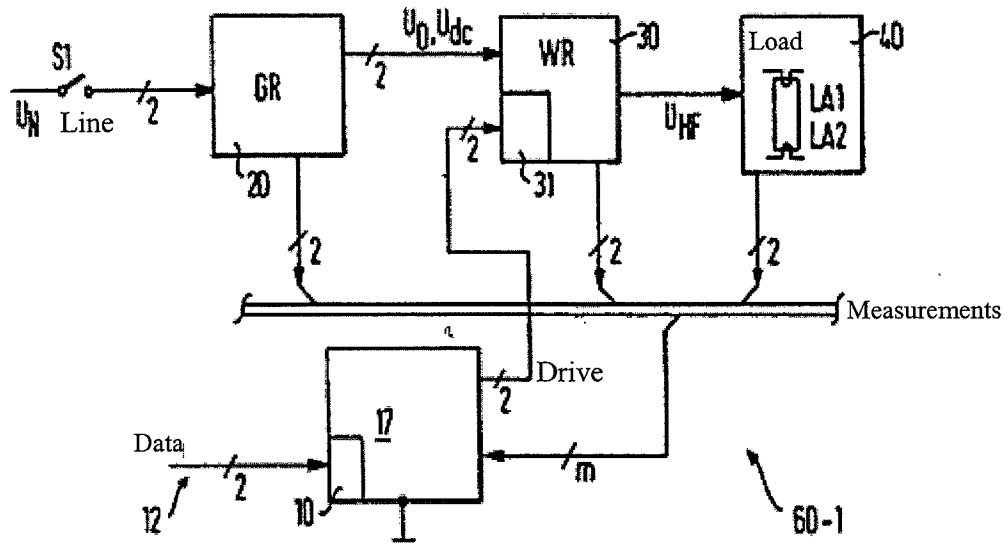
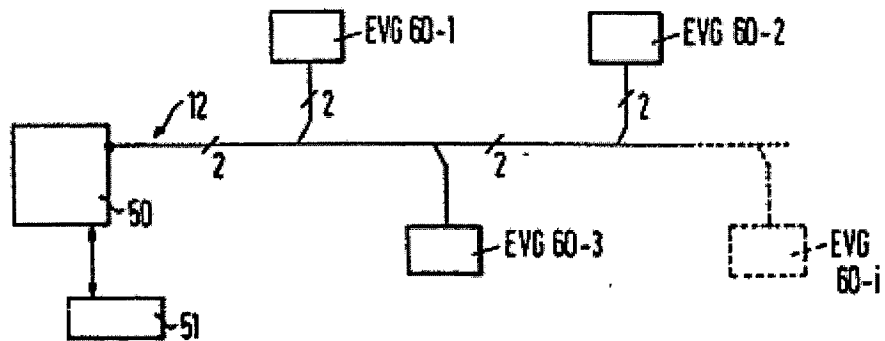
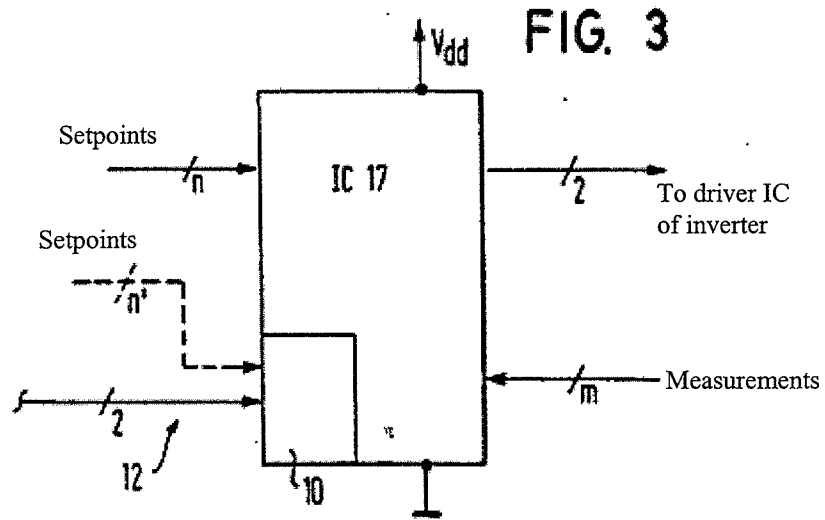


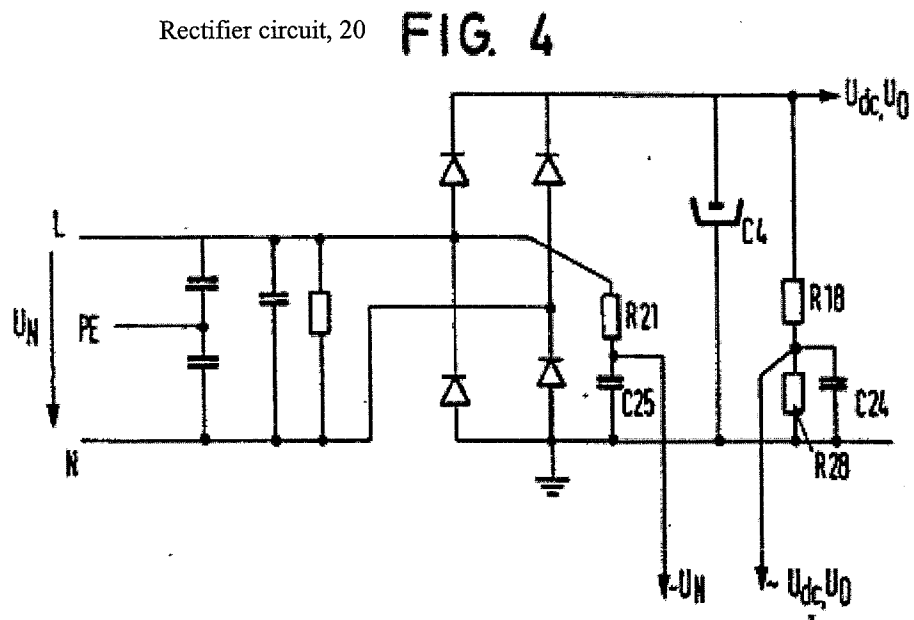
FIG. 2



Control, regulation, monitoring, 17



Rectifier circuit, 20





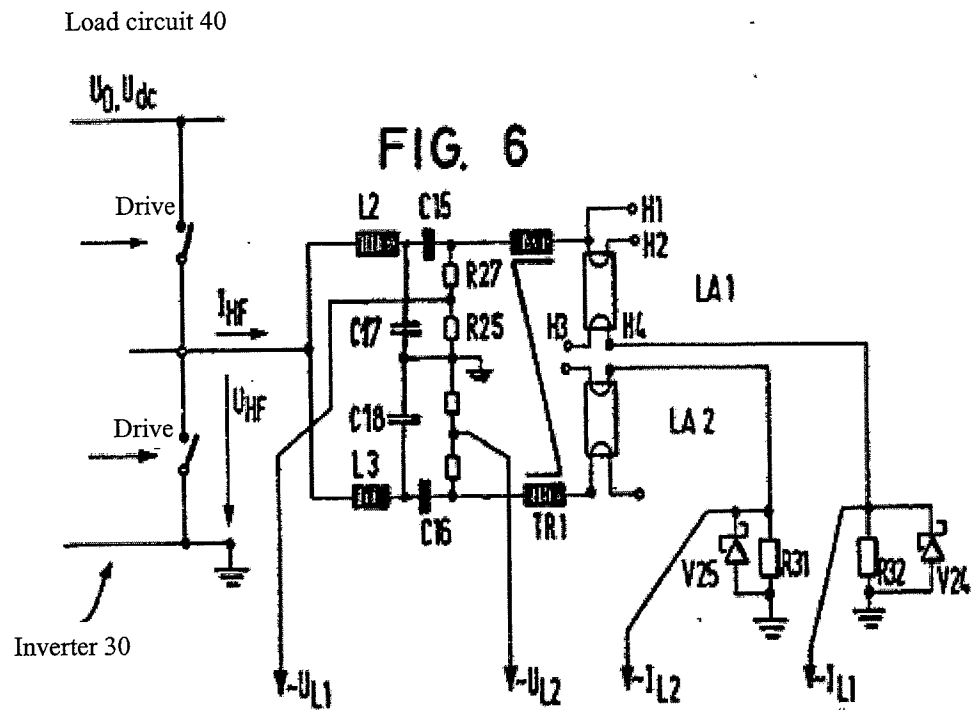
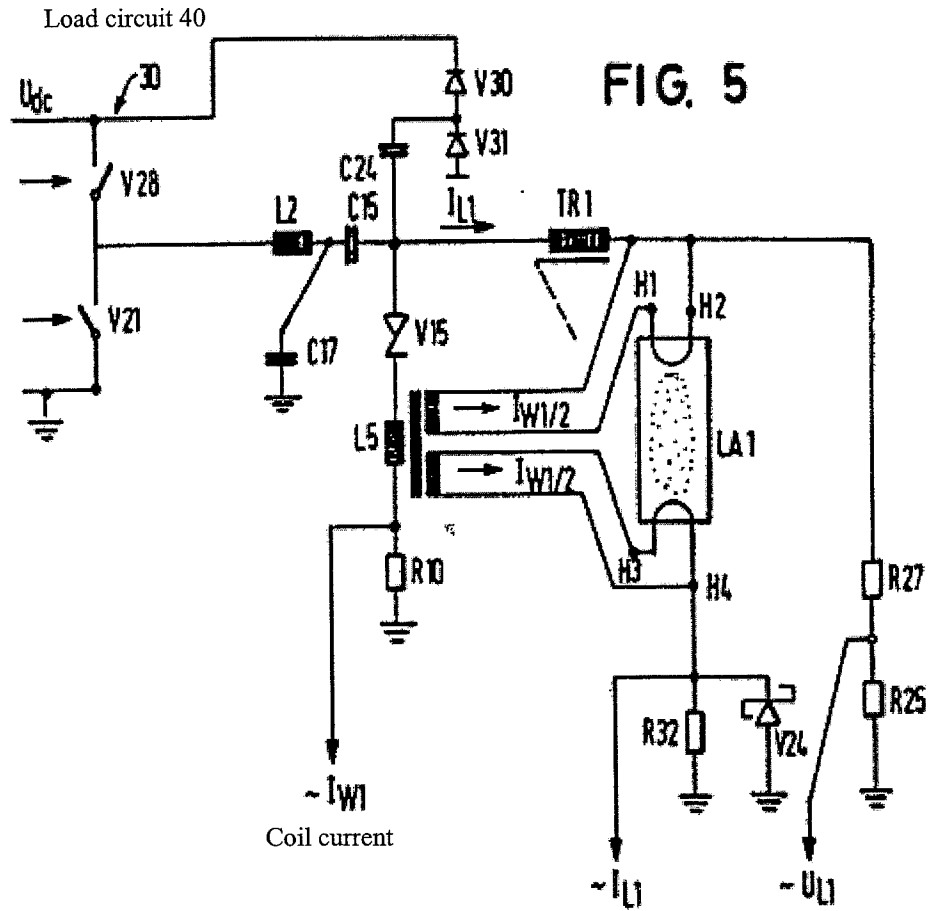


FIG. 7

Inverter 30

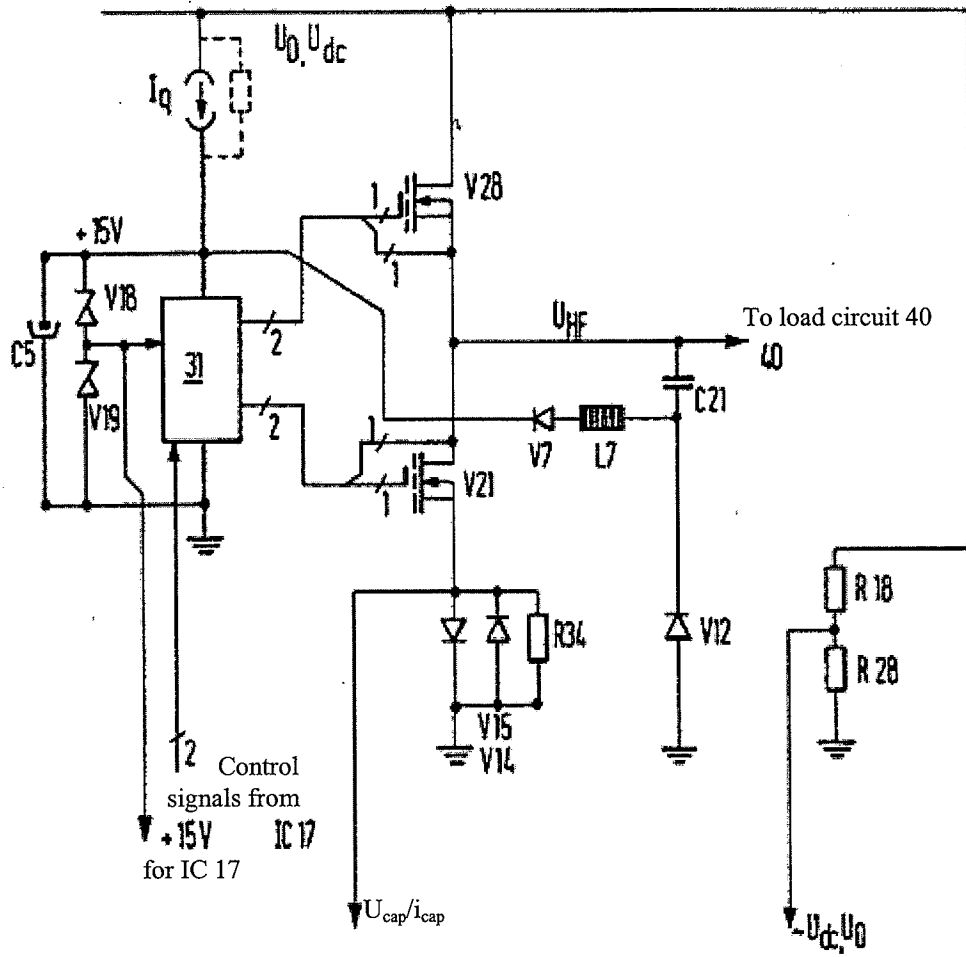


FIG. 8a

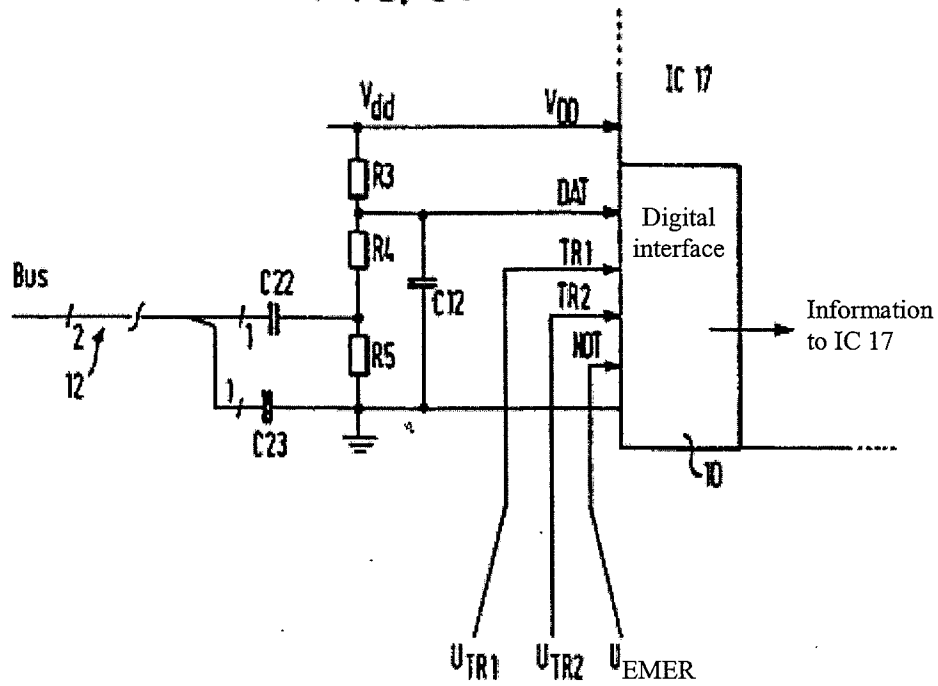
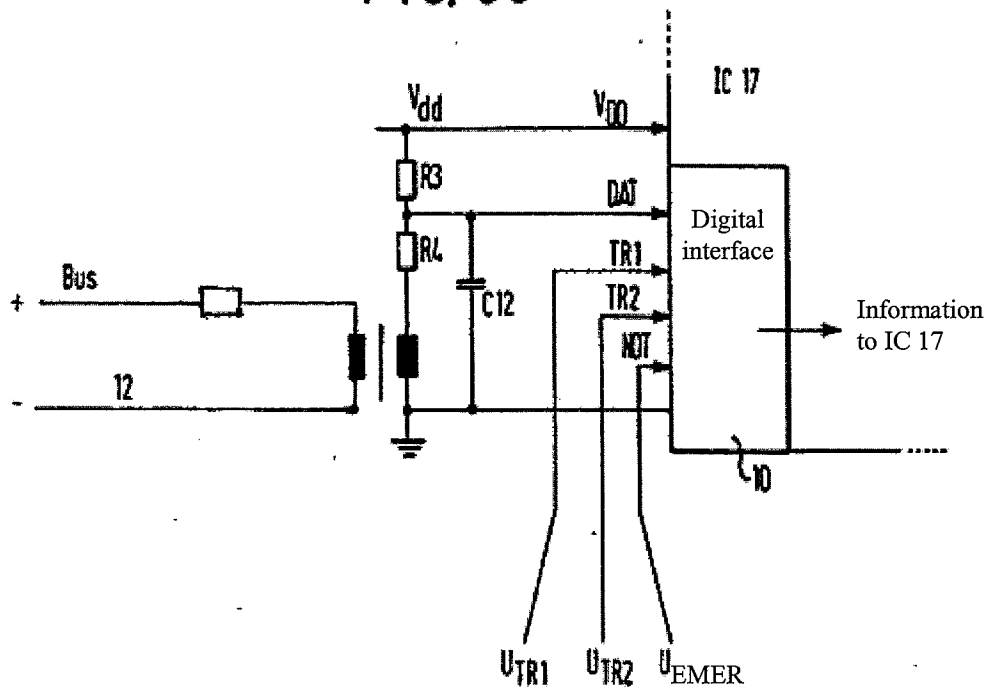
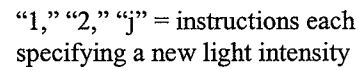
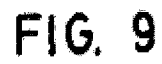


FIG. 8b





125



(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag: 13.03.1996 Patentblatt 1996/11 (51) Int. Cl.<sup>6</sup>: **H05B 41/36**, H05B 41/392, H05B 37/02

(21) Anmeldenummer: 95114571.3

(22) Anmeldetag: 09.12.1991

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**AT BE CH DE DK ES FR GB IT LI LU NL SE**

(30) Priorität: 07.12.1990 DE 4039161

(62) Anmeldenummer der früheren Anmeldung nach Art. 76 EPÜ: 91121150.6

(71) Anmelder: **Tridonic Bauelemente GmbH**  
**A-6850 Dornbirn (AT)**

(72) Erfinder: **Luger, Siegfried**  
**A-6850 Dornbirn (AT)**

(74) Vertreter: **Schmidt-Evers, Jürgen, Dipl.-Ing. et al**  
**Patentanwälte Mitscherlich & Partner,**  
**Sonnenstrasse 33**  
**D-80331 München (DE)**

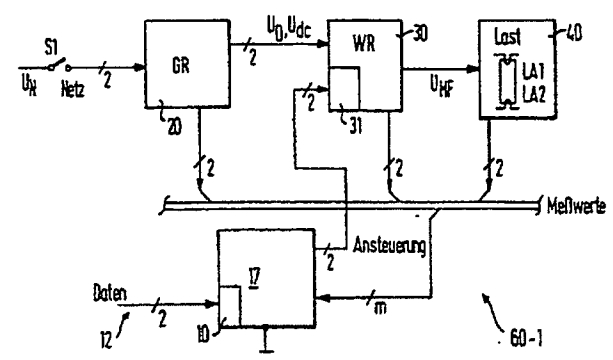
Bemerkungen:  
 Diese Anmeldung ist am 15 - 09 - 1995 als  
 Teilanmeldung zu der unter INID-Kode 62 erwähnten  
 Anmeldung eingereicht worden.

(54) **Verfahren und Schaltungsanordnungen zur Steuerung der Helligkeit und des Betriebsverhaltens von Gasentladungslampen**

(57) Verfahren und Schaltungsanordnung zur Steuerung der Helligkeit und des Betriebsverhaltens von Gasentladungslampen (LA1, LA2) über ein elektronisches Vorschaltgerät mit einem in seiner Ausgangsfrequenz variierbaren Wechselspannungsgenerator (30), mit einer Gleichrichterschaltung (20), die den Wechselspannungsgenerator (30) speist, mit einem Lastkreis (40), der mindestens einen Reihenschwingkreis und mindestens eine Gasentladungslampe (LA1, LA2) aufweist, und der von dem Wechselspannungsgenerator (30) mit einer variierbaren Wechselspannung ( $U_{HF}$ )

gespeist wird, und mit einer Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17). Der Steuer- und Regeleinrichtung werden über einen digitalen Steuereingang digitale Befehle zur Steuerung und/oder Regelung der Helligkeit und des Betriebszustandes der mindestens einen Gasentladungslampe (LA1, LA2) zugeführt. In dem Abschalt-Betriebszustand, in welchem die Gasentladungslampe (LA1, LA2) abgeschaltet ist, wird der Wechselspannungsgenerator (30) sofort oder nach einer vorgegebenen Zeitspanne stillgelegt.

**FIG. 1**



EP 0 701 390 A2

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft allgemein ein elektronisches Vorschaltgerät (EVG) für Leuchtstofflampen. Insbesondere betrifft sie Schaltungsanordnungen innerhalb des elektronischen Vorschaltgerätes sowie ein Verfahren zur Steuerung der Helligkeit und des Betriebsverhaltens von Leuchtstofflampen.

Elektronische Vorschaltgeräte moderner Bauweise dienen der Ansteuerung von Leuchtstofflampen. Dabei werden die Leuchtstofflampen zum einen schonender betrieben und zum anderen kann der Wirkungsgrad derartiger Lampentypen heraufgesetzt werden. Ein elektronisches Vorschaltgerät weist dabei regelmäßig die im Oberbegriff des Anspruchs 1 angegebenen Merkmale auf.

Über einen Netzeingangsfilter wird eine Versorgungsspannung die eine Gleich- oder Wechselspannung sein kann, einem Gleichrichter und einem Zwischenkreis Kondensator zugeführt. Soweit das Gerät ausschließlich mit Gleichspannung betrieben wird, kann letzterer Gleichrichter entfallen. Auf dem Zwischenkreis Kondensator wird eine hohe Zwischenkreisspannung  $U_0$  gebildet, die bei üblicher Netzspannungsversorgung von 220 V in der Größenordnung von ca. 300 V liegt. An den Zwischenkreis schließt sich ein Wechselspannungsgenerator an, dieser wird von einem Halbbrücken- oder Vollbrückenwechselrichter gebildet. Er gibt eine frequenzvariable Ausgangsspannung an einen Ausgangs-Lastkreis ab, der, sofern keine Halbbrückenschaltung mit künstlichem Spannungsmittelabgriff vorgesehen ist, einen Serienresonanzkreis aufweist. In Reihe zu dem Serienresonanzkreis liegt die Entladungsstrecke der zu steuernden Gasentladungslampe oder Leuchtstofflampe.

Die Ausgangsfrequenz des Wechselrichters beträgt in etwa 10 kHz - 50 kHz.

Bei den genannten Frequenzen wird der Wirkungsgrad der angeschlossenen Leuchtstofflampen gegenüber einem Betrieb an dem 50 Hz-Versorgungsnetz erhöht. Eine erhöhte Lichtausbeute wird bei gleicher elektrischer Leistungsaufnahme erzielt. Weiterhin kann aufgrund der hohen Frequenz die wechselrichter-ausgangsseitige Induktivität des Serienresonanzkreises kleingehalten werden. Schließlich erlaubt die variable Frequenzsteuerung eine Helligkeitsregelung der - am normalen Netz nur schwer helligkeitsregelbaren (dimmbaren) - Leuchtstofflampe. Hinzu kommt schließlich, daß über die Frequenzsteuerung auch eine Zündung der Leuchtstofflampe vorbereitet und initiiert werden kann. Zu dem vorgenannten Zündvorgang gehört zur Schonung der Leuchtstofflampen auch ein sog. Warmstart, bei dem die Heizwendeln der Leuchtstofflampe vorgeheizt werden, bevor die Lampe aufgrund von Resonanzerscheinungen mit einer hohen Zündspannung beaufschlagt wird, die zur Zündung und damit zum Betrieb der Gasentladungslampe führt. Die Variation der Frequenz, welche die Zündung kontrolliert, erlaubt auch im Betrieb der Gasentladungslampe durch Frequenzver-

schiebung eine nahezu stufenlose Helligkeitsregelung in weiten Grenzen. Eine solche stufenlose und kontinuierliche Steuerung der Helligkeit erfordert aufgrund des negativen Innenwiderstandes der in Betrieb befindlichen Leuchtstofflampe besondere Maßnahmen.

Wesentlicher Gesichtspunkt für die Entwicklung eines modernen EVG bildet daher zum einen eine möglichst vielseitige Steuerungsmöglichkeit insbes. eine Helligkeitsregelung. Dies im Hinblick auf das Betriebsverhalten sowie die Helligkeitsregelung der an einem jeweiligen EVG angeschlossenen Leuchtstofflampen.

Neben einer vielseitigen Steuerung und Regelung ist es ein anderes Anliegen moderner EVGs eine komfortable Handhabung und Bedienung vieler dezentral angeordneter Lichtquellen zu gewährleisten. Dies insbesondere im Hinblick auf Großprojekte, bei denen weitläufige Beleuchtungssysteme mit einer großen Anzahl von Lichtquellen zu installieren sind.

Schließlich ist es ein wesentlicher Zweck der Erfindung, erhöhte Sicherheit für die angeschlossenen Leuchtstofflampen sowie eine verbesserte Überwachungsmöglichkeit dieser zu schaffen. Sicherheit nicht zuletzt auch für das Betriebspersonal, was ausgefallene Lampen zu wechseln hat und hierbei darauf angewiesen ist, daß die beim Lampenwechsel an dem Steckfassungen und im Gerät entstehenden Spannungen für sie ungefährlich sind. Dies aus dem Grunde, da bei weitläufigen Beleuchtungssystemen die einzelnen Lampen nicht individuell abschaltbar sind, sodaß ein Lampenwechsel im Betrieb notwendig wird.

Des weiteren sollen vermeidbare Leistungsverluste bei der Ansteuerung der Gasentladungslampen tatsächlich vermieden werden.

Die zuvor genannten technischen Probleme werden erfindungsgemäß durch die in den unabhängigen Ansprüchen angegebenen kennzeichnenden Merkmale gelöst.

Das erfindungsgemäße Verfahren sowie die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung ermöglichen es, die Steuerfunktionen und die Helligkeitsregelung besonders genau und komfortabel zu handhaben. Hierzu ist eine Steuer- und Regeleinrichtung vorgesehen, die alle wesentlichen Steuer-, Regel- und Überwachungsfunktionen für ein dezentrales EVG übernimmt. Über eine der Steuer- und Regeleinrichtung zugeordnete Schnittstelle können Steuerbefehle und Helligkeitsbefehle zugeführt werden, die von der Steuer- und Regeleinrichtung, abhängig von den derzeit gültigen Prozeßgrößen (Meßgrößen) des jeweiligen dezentralen EVG, ausgeführt wird. Neben einem helligkeitsgeregelten Dimmbetrieb (DIMM) ist erfindungsgemäß auch ein Sleep-Betrieb vorgesehen, bei dem das gesamte EVG stillgelegt wird, wenn längere Zeit keine Helligkeit gewünscht wird. In diesem Zustand nimmt das EVG nur eine minimale Leistung auf und vermeidbare Verluste werden tatsächlich vermieden.

Die Schnittstelle der Steuer- und Regeleinrichtung dient als Empfangs-, vorzugsweise auch als Sendeeinrichtung.

Vorteilhaft werden in einem jeweiligen dezentralen EVG ein Paar von Leuchtstofflampen an einem Wechselspannungsgenerator betrieben. Dies entspricht einem sog. zweiflamrigen EVG.

Neben der komfortablen Helligkeitsregelung erlaubt die Steuer- und Regeleinrichtung zielgerichtet eine Erhöhung der Lebensdauer der Leuchtstofflampen und eine Gewährung von Sicherheitsinteressen. Mittels der vorgenannten Steuer- und Regeleinrichtung kann das Betriebsverhalten und der jeweilige Betriebszustand der von einem EVG versorgten Leuchtstofflampen genauestens gesteuert und überwacht werden. So werden Warmstart-, Zünd-, Dimm- und Abschaltvorgang (ZÜND, DIMM, AUS, EIN) mit hoher Präzision und lampenschonend aneinandergereiht. Unzulässige Betriebsbedingungen werden vermieden, vor einer jeweiligen Zündung wird für eine ausreichende Vorwärmung der Heizwendeln gesorgt.

Neben dem regelmäßigen Dimmbetrieb, in welchem die Helligkeit der Leuchtstofflampen zwischen einem Minimalwert (MIN) und einem Maximalwert (MAX) beliebig variierbar ist (DIMM) ist auch ein Notbetrieb (NOT) möglich, bei dem die Lampe einen Notbeleuchtungs-Lichtpegel einnimmt. Dieser ist dezentral am jeweiligen Gerät vorgebar. Bei bestimmten Gefahrenbedingungen wird er automatisch aktiviert.

Vorteilhaft ist die Sende- und Empfangseinrichtung über eine bidirektionale Busleitung mit einem zentralen Steuergerät verbunden. Ein solches erlaubt es, von einer zentralen Stelle aus eine Vielzahl von dezentral angeordneten EVGs fernzusteuern. Neben der Fernsteuerung bietet das Steuergerät auch eine Betriebszustandsinformation. Es werden im Beleuchtungssystem aufgetretene Fehler aufgrund von Fehlermeldungen erkannt und angezeigt, die von den dezentralen EVGs über die bidirektionale Busleitung an das zentrale Steuergerät gesandt worden sind. Wartungsarbeiten werden hierdurch vereinfacht und beschleunigt. Vielfältige Überwachungsfunktionen werden bereits dezentral vorgesehen, so die Über- und Unterspannungsüberwachung. Durch sie wird die Lebensdauer der Leuchtstofflampen spürbar erhöht.

Die über die Busleitung gesteuerte Helligkeitsregelung der dezentralen EVGs geschieht über serielle digitale Steuerworte, die Steuerbefehle oder Helligkeits-Dateninformationen darstellen. Besonders vorteilhaft ist die Organisation in Funktionsgruppen, in welchen eine Mehrzahl von EVGs, die beispielsweise in einem Raum angeordnet sind, gleichzeitig und mit einem einzelnen Befehl ansteuerbar sind.

Die Ankopplung der Sende- und Empfangseinrichtungen an die Busleitung wird vorteilhaft durch ein Differenzglied bewirkt. Sie gewährt eine starke Dämpfung der 50 Hz-Netzfrequenzen und arbeitet mit sehr geringen Eingangsströmen. Die Dämpfung der Netzfrequenzen geht soweit, daß auch ein Verpolungsschutz gewährt wird, das Anliegen von 220 V an der Busleitung bleibt ohne Schadensfolge.

Wenn die Leuchtstofflampen nach einem Zündvorgang in den gediminten Betrieb gesteuert werden, kann es dazu kommen, daß kurzzeitige Lichtpulse auftreten. Sie haben ihre Ursache in der im Ausgangskreis gespeicherten Energie des Zündvorganges, der sich anschließend unerwünscht als Lichtpuls im gediminten Betrieb äußert. Hier kann durch Verlängern der - eigentlich lebensdauerverkürzenden - Glimmphase zwischen Zünd- und stationärem Betrieb Abhilfe geschaffen werden. Eine tatsächliche Lebensdauerverkürzung wird aber dadurch vermieden, daß der Glimmbereich nur bei geringen Helligkeitswerten verlängert wird. Je größer die Helligkeit, desto kürzer demnach die Glimmphase und desto schneller der Übergang vom Zündbetrieb zum Normalbetrieb.

Werden **erfindungsgemäß** der Steuer- und Regeleinrichtung eine Mehrzahl m von Meßgrößen aus dem EVG zugeführt, so können hieraus eine Vielzahl von Betriebszuständen und ggf. Gefahrenzustände erkannt und vermieden werden. Weiterhin wird eine echte Leistungsregelung möglich, die lampentypunabhängig (beispielsweise Argon-Lampen oder Krypton-Lampen) arbeitet. Vorteilhaft wird die Lampenhelligkeitsregelung durch eine Frequenzmodulation oder durch eine Kombination von Frequenzmodulation und Tastverhältnisänderung erzielt.

Zum Aspekt der Überwachung zählt auch die Kontrolle der Heizwendelströme der Leuchtstofflampen. Sie erlauben eine präzise Ermittlung, ob bestimmte Lampen defekt sind oder ggf. gar nicht eingebaut wurden.

Die bei starken Dimmbetrieb auftretenden "laufenden Schichten" werden vorteilhaft dann vermieden, wenn dem hochfrequenten Lampenwechselstrom eine geringe Gleichkomponente überlagert wird.

Werden pro EVG ein Paar von Leuchtstofflampen eingesetzt, die von einem gemeinsamen Wechselspannungsgenerator gespeist werden, so bewirkt das **erfindungsgemäße** induktive Symmetrieelement einen symmetrischen Betrieb beider Leuchtstofflampen. Eine spannungsgesteuerte Wendelbeheizung ermöglichen die lampenindividuellen Heizübertrager, welche mit ihrer Primärwicklung am Wechselspannungs-Ausgangskreis angeschlossen sind. Über eine Primärstromerfassung kann die Steuer- und Regeleinrichtung jederzeit Rückschlüsse auf die Heizwendelbeschaffenheit ziehen und so bereits beschädigte Leuchtstofflampen oder in Kürze ausfallende Leuchtstofflampen identifizieren.

Weitere vorteilhafte Aspekte und Ausführungsformen des erfindungsgemäßen EVG und des erfindungsgemäßen Arbeitsverfahrens sind in den Unteransprüchen näher ausgeführt. Gestützt auf die Zeichnung werden nachfolgend Ausführungsbeispiele der Erfindung näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen EVG,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Systemgedankens, bei dem mehrere dezentrale

EVGs mit einem zentralen Steuergerät über eine Busleitung 12 verbunden sind,

Fig. 3 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels der erfindungsgemäßen Steuer- und Regelungseinrichtung als integrierte Schaltung 17,

Fig. 4 ein Prinzipschaltbild eines Eingangskreises 20 mit zwei Meßwertfassungen,

Fig. 5 ein Ausführungsbeispiel der transformatorgekoppelten Wendelbeheizung einer Leuchtstofflampe mit drei Meßfühlern,

Fig. 6 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Ausgangskreises 40 mit Symmetrieelement TR1 für zwei Leuchtstofflampen,

Fig. 7 ein Prinzipschaltbild des Wechselspannungsgenerators mit ihm ansteuernder Treiberschaltung 31,

Fig. 8a-c jeweils ein Blockschaltbild der Sende- und Empfangseinrichtung 10 mit verschiedenen ausgestalteten Koppelschaltungen zur Busleitung 12,

Fig. 9 ein Helligkeits-Zeitdiagramm zur Erläuterung des Abschalt- und des Notbeleuchtungsbetriebes,

Fig. 10 ein Helligkeits-Zeitdiagramm zur Erläuterung der Softstart- bzw. Softstop-Funktion bei einer Systemkonfiguration gem. Fig. 2.

Fig. 1 zeigt zunächst ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels eines erfindungsgemäßen EVGs. Die Netzspannung  $U_N$  wird - ggf. über einen Schalter S1 - dem Eingangsschaltkreis 20 (Gleichrichterschaltkreis) zugeführt. Dieser erzeugt die Zwischenkreisspannung  $U_0, U_{d0}$ , die dem Wechselspannungsgenerator 30 (Wechselrichter) zugeführt wird. Der Wechselspannungsgenerator 30 gibt seine hochfrequente Ausgangsspannung  $U_{HF}$  an einen Ausgangs-Lastkreis 40 ab, der eine oder mehrere Leuchtstofflampen LA1, LA2 enthält. Sowohl dem Wechselspannungsgenerator 30 als auch dem Lastkreis 40 sind eine Mehrzahl von System-Meßwerten (Prozeßgrößen) entnehmbar. Gemeinsam werden die Meßwerte einer Steuer- und Regelschaltung 17 zugeführt, die ihrerseits die digitalen Ansteuersignale für den Wechselrichter 30 erzeugt. Diese werden über eine Treiberschaltung 31 potentialverschoben und den Ausgangs-MOS-FETs des Wechselrichters zugeführt. Der Steuer- und Regelungseinrichtung 17 ist außerdem eine Sende- und Empfangseinrichtung 10 zugeordnet, die über eine Busleitung 12 mit anderen EVGs und/oder mit einem zentralen Steuergerät 50 verbunden ist.

Letzteres wird von Fig. 2 gezeigt. Dort sind eine Mehrzahl von EVGs 60-1, 60-2, 60-3, ..., 60-i an einer gemeinsamen Busleitung 12 angeschlossen. Alle EVGs sind über diese Busleitung mit dem zentralen Steuergerät 50 verbunden, dem eine Anzeigeeinheit 51 zugeordnet ist. Über die Busleitung 12 wird es nun möglich, einzelne oder mehrere der genannten EVGs anzusteuern und ihnen Befehle zu übertragen, wie Ausschalten, Einschalten, Zünden o. ä. Auch können Helligkeitswerte voreingestellt werden und im Gegenzug Fehlerinformationen von den einzelnen Geräten abgefragt werden. So ist das Steuergerät 50 jederzeit über den Gesamt-

Systemzustand informiert, wodurch ein hohes Maß an Betriebssicherheit gewährt werden kann und eine beschleunigte Wartung der dezentralen EVGs, bzw. für deren Leuchtstofflampen, möglich wird.

Die in Fig. 1 gezeigten Funktionsblöcke 20, 30, 40, 10, 17 werden anhand der folgenden Figuren nun näher erläutert.

Fig. 3 zeigt hierzu die Steuer- und Regelungseinrichtung 17 als integrierte Schaltung. Ihr werden die Vielzahl von Meßwerten  $m$ , welche den Prozeßsignalen der Fig. 1 entsprechen, zugeführt. Sie gibt zwei digitale Ansteuersignale für die Endstufen-Transistoren des Wechselrichters 30 ab, die über eine Treiberschaltung 31 noch verstärkt und potentialverschoben werden.

Neben den  $m$  Meßwerten werden der Steuer- und Regelungseinrichtung 17 auch  $n$  Sollwerte zugeführt. Diese beeinflussen das vorgebbare Steuer- und Regelverhalten. Weiterhin ist als Teil der Steuer- und Regelschaltung 17 oder separat eine Sende- und Empfangseinrichtung 10 vorgesehen, die direkt oder mittels eines Koppelschaltkreises mit der Busleitung 12 verbunden ist. Sie bildet die serielle Schnittstelle, die es der Steuer- und Regelungseinrichtung ermöglicht, Fehler- und Betriebszustandsinformationen dem zentralen Steuergerät 50 zu übermitteln.

Die zuvor genannten  $n$  Sollwerte können auch die Sende- und Empfangseinrichtung 10 zugeführt werden, die sie nach entsprechender Aufbereitung an die Steuer- und Regelschaltung 17 weitergibt. Sollwerte können beispielsweise sein der Notbeleuchtungspegel (NOT), der minimale Helligkeitspegel (MIN) und der maximale Helligkeitspegel (MAX), innerhalb letzterer beider kann sich der vorgebbare Helligkeitspegel (DIMM) im Betrieb bewegen.

Als Befehls- und Datenworte sowie als Fehlerinformationsworte werden serielle digitale Datenworte verwendet, deren Länge 8 bit ist. Andere Wertlängen sind möglich. Jedem dezentralen EVG wird eine Adresse zugeordnet, die es ermöglicht, einzelne EVGs über die Adresse der Sende- und Empfangseinrichtung 10 anzusprechen und Informationen von ihnen abzufragen oder ihnen Befehle zu erteilen. Die bidirektionale Arbeitsweise der Busleitung 12 ermöglicht ein problemloses und aufwandsarmes Verkabeln einer Vielzahl von dezentralen EVGs mit einem zentralen Steuergerät (50).

Fig. 4 zeigt ein Prinzipschaltbild eines Eingangskreises, wie er zur Speisung des Wechselspannungsgenerators 30 aus einem Versorgungsnetz mit der Spannung  $U_N$  verwendbar ist. Der Eingangskreis besteht aus kapazitiven Eingangsfiltren sowie ggf. aus einer Oberwellendrossel. Die Kondensatoren in Y-Schaltung dienen der Funkentstörung. Ihnen ist ein Überspannungsableiter oder ein VDR parallel geschaltet. Es schließt sich ein Vollwellengleichrichter an, der dann entfallen kann, wenn das Gerät betriebsmäßig mit Gleichspannung betrieben wird. Dem Gleichrichter nachgeschaltet ist ein Zwischenkreiskondensator C4, der sich bei 220 V Netzspannung auf ca. 300 V mit einer Restwelligkeit von ca. 10 % auflädt.



Aufgrund eines niedrig zu haltenden Crestfaktors sollte die Zwischenkreisspannung  $U_0$  gut geglättet sein.

Parallel zum Zwischenkreiskondensator C4 liegt ein Spannungsteiler R18, R28, an dem ein der Zwischenkreis-Spannung proportionales Meßsignal abgreifbar ist. An einem Tiefpaß R21, C25 wird ein der Versorgungsspannung proportionales Signal erfaßt und ebenso, wie das zwischenkreisspannungs-abhängige Meßsignal der Steuer- und Regeleinrichtung 17 zugeführt. Beide Meßsignale dienen der Versorgungsspannungs-Überwachung und damit der Betriebssicherheit des EVG.

Fig. 5 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Lastkreises 40 mit einem Heizübertrager L5 für die Vorheizung der Wendeln der Leuchtstofflampe LA1. In Fig. 5 ist lediglich einer von einem Paar von Lampenkreisen gezeigt. Das Ausführungsbeispiel der Erfindung weist ein Paar dieser Zweige auf, d. h. zwei Leuchtstofflampen LA1, LA2 an einem Wechselspannungsgenerator-Ausgang, der die hochfrequente Wechselspannung  $U_{HF}$  zwischen den in Serie geschalteten Leistungs-Schalttransistoren V21 und V28 abgibt. Der Wechselspannungsgenerator wird aus der in Fig. 4 gezeigten Eingangsschaltung 20 mit einer Zwischenkreisspannung  $U_0$  versorgt. Da die Leuchtstofflampen einen negativen Innenwiderstand bei Betrieb besitzen, müssen sie beim Zündvorgang (ZÜND) mit hohen Spannungsspitzen und beim Heizen der Wendeln mit entsprechender Heizenergie versorgt werden. Ausgehend von dem Ausgangsanschluß des Wechselrichters 30 führt ein Serienresonanzkreis L2, C15 über ein Symmetrieelement TR1, welches später erläutert wird, auf die Entladungsstrecke H2, H4 der Leuchtstofflampe. Weiterhin ist zu der Leuchtstoffröhre ein Meßwiderstand R32 in Serie geschaltet, an welchem eine dem Lampenstrom  $I_{L1}$  proportionale Spannung abgegriffen und der Steuer- und Regelschaltung 17 zugeführt wird. Zwischen Spule L2 und Kondensator C15 ist ein Zündkondensator C17 gegen Erde (NULL) geschaltet. Mit Hilfe dieser Anordnung kann die Dimmerkennlinie der Entladungslampe vergleichmäßigt werden, da bei steigender Frequenz der Widerstand des Kondensators C15 abnimmt und der Widerstand der Entladungslampe zunimmt. Parallel zu dem Zündkondensator C17 liegt auch die Primärwicklung des Heizübertragers L5 sowie in Serie zu dieser weiterhin eine Zenerdiode V15 und ein Meßwiderstand R10. An letzterem wird eine dem Heizwendelstrom  $I_{W1}$  proportionale Spannung abgegriffen und dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 als weitere Systemmeßgröße zugeführt. Da der Wechselrichter 30 eine Ausgangsspannung einprägt und der Heizübertrager im wesentlichen parallel zur Leuchtstofflampe LA1 liegt, wird über den Heizübertrager auf seine Sekundärwicklungen eine Spannung eingeprägt. Die beiden Sekundärwicklungen versorgen je potentialfrei eine der beiden Heizwendeln H1, H2 und H3, H4. An dem primärseitigen Meßwiderstand R10 wird so die Summe der Heizwendelströme  $I_{W1}$  gemessen.

Die weiterhin in Serie geschaltete Zenerdiode V15 erzeugt in der Primärwicklung von L5 eine Gleichstromkomponente, die aber nicht übertragen wird, sondern im Lampenstrom  $I_{L1}$  fehlt und damit die Entladung der Lampe mit einem zusätzlichen Gleichstromanteil in der Größenordnung von ca. 1 % des tatsächlichen Entladungsstromes versorgt. Dies verhindert den Effekt der "laufenden Schichten", die bei Dimmung der Lampen auftreten. Die "laufenden Schichten" bestehen aus insbesondere beim Dimmen auftretenden Hell-/Dunkelzonen, die mit einer vorgegebenen Geschwindigkeit längs der Röhre laufen. Ein Überlagern von geringem Gleichstrom beschleunigt diesen Laufeffekt derart, daß er nicht mehr störend wirkt.

Zum Heizen wird der Wechselrichter 30 mit einer hohen Frequenz  $f_{max}$  betrieben, so daß an C17 eine Wechselspannung auftritt, die nicht zum Zünden der Lampe LA1 geeignet ist. Über L5 werden in diesem Betriebszustand die Wendeln der Lampe beheizt, wobei, bedingt durch den Kaltleitereffekt der Wendeln, die Lampe zuerst einen hohen und dann einen geringeren Heizstrom aufnimmt. Nach ca. 750 msec Vorheizzeit wird die Zündung (ZÜND) der Lampe eingeleitet.

Beim Zünden der Leuchtstofflampe wird die Frequenz  $f$  des Wechselrichters 30 reduziert, sodaß sie näher an die Resonanzfrequenz  $f$  des Ausgangs-Serienresonanzkreises L2, C15 herankommt. Dadurch entsteht an C17 eine Spannungsüberhöhung, die in der Größenordnung von ca. 750 V (Spitze) liegt. Hierdurch wird eine funktionsfähige Lampe gezündet.

Sobald die Lampe LA1 oder LA2 gezündet hat, wird der Serienresonanzkreis L2, C15 oder L3, C16 stark bedämpft. Dies bewirkt einerseits eine Verschiebung der Resonanzfrequenzen  $f_0$  und andererseits ein sofortiges Absinken der an der jeweiligen Lampe liegenden Wechselspannung. Das Absinken wird über den parallel zur Lampe geschalteten Spannungsteiler R27, R25 von dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 erkannt. Dieser leitet daraufhin die eigentliche Betriebsphase (DIMM) der Lampen ein.

Zum effektiven Betrieb der Lampe wird die Frequenz  $f$  des Wechselrichters 30 so geregelt, daß die Leistung der Lampe dem vorgegebenen Sollwert, d. h. dem gewünschten Helligkeitsniveau, entspricht. Je höher die Frequenz im Betriebszustand wird, desto geringer wird die Lampenhelligkeit. Die Betriebsfrequenz des Wechselspannungsgenerators 30 kann dabei durchaus auch auf Werte verschoben werden, die in der Größenordnung der Heizfrequenz oder darüber liegen. Auch kann bei einer maximalen Leistung (MAX) eine Ausgangsfrequenz eingestellt werden, die unterhalb der Zündfrequenz, aber noch oberhalb der Resonanzfrequenz des Serienresonanzkreises L2, C15 liegt.

Der Betriebszustand des Lampenkreises 14 kann abhängig von der eingesetzten Lampe, beispielsweise Argon-, Krypton-Lampe, oder abhängig von der gewählten Lampenleistung, stark variieren.

Die Kombination aus dem Kondensator C24 und den Dioden V30, V31 bewirkt eine frequenzabhängige

Bedämpfung des Ausgangskreises bei Spannungsüberhöhung. Sie ist vor allem dann wichtig, wenn hohe Frequenzen und hohe Impedanzen vorkommen, also z.B. bei fehlender Lampe oder beim Vorheizen bei bereits warmer Wendel. Die Beschaltung dieser Art hilft, die Spannungsüberhöhung bei nicht gezündeter oder fehlender Lampe dann zu begrenzen, wenn sie unerwünscht ist. C24 ist so gewählt, daß die Bedämpfung zum Zündzeitpunkt klein genug bleibt.

Fig. 6 zeigt den Ausgangskreis der Fig. 5 für den zweiflämmigen - zwei Leuchtstofflampen an einem Wechselrichter - Betrieb. Hier ist auch der Symmetrieübertrager TR1 vollständig eingezeichnet. Jede Wicklung wird von einem der beide Lampenströme durchflossen. Dies geschieht gegenseitig, so daß bei Stromamplituden-Abweichung eine resultierende Magnetisierung entsteht, die in dem induktiven Element eine Spannung induziert, welche symmetrierend wirkt. Ein solcher Übertrager ist vorteilhaft, wenn durch Bauteiltoleranzen und Lampentoleranzen sowie unterschiedlichen Temperaturbedingungen die beiden Lampen im gedimmten Zustand unterschiedlich hell brennen würden. Durch das Symmetrieelement TR1 wird dies bei zweiflämmigen Leuchten vermieden. Werden mehrere Paare von Lampen an einem Wechselspannungsgenerator-Ausgang betrieben, so ist für jeweils ein Paar ein solches Symmetrieelement TR1 vorzusehen.

Aus Fig. 6 ist weiterhin ersichtlich, daß jeder Leuchtstofflampe ein individueller Serienresonanzkreis vorgeschaltet ist sowie ein individueller Zündkondensator C17, C18 parallelgeschaltet ist. Dies ermöglicht eine relativ unabhängige Zündphase sowie einem Gleichlauf im Dimmbetrieb. Parallel zu den Zündkondensatoren C17, C18 liegt jeweils ein Spannungsteiler R25-R28, die ein der Ausgangs-Wechselspannung proportionales Signal an die Steuer- und Regleinrichtung 17 führen. In gleicher Weise ist es auch möglich, die Spannungsteiler direkt parallel zur Leuchtstofflampe zu schalten, d. h. hinter das Symmetrieelement TR1. In Serie zu den Lampen, dies war anhand von Fig. 5 bereits für einen Lampenkreis erläutert, findet sich je ein Strommeß-Shunt R31, R32. An ihnen wird ein dem Lampenstrom proportionales Signal gewonnen, welches im Steuer- und Regelschaltkreis 17 mit dem vorgenannten Lampenspannungssignal multiplizierbar  $I_{L1}$  in Bezug zum Wechselrichter-Zweigstrom  $I_{max}$  gesetzt wird und hieraus die relative Phase beider Ströme zur Detektion des Betriebszustandes herangezogen wird.

Eine Erkennung eines unzulässigen kapazitiven Betriebsverhaltens wird von der Steuerschaltung 17 mit einer Erhöhung der Betriebsfrequenz  $f$  des Wechselrichters 30 beantwortet, womit der Lastkreis 40 wieder induktiv betrieben wird. Die vorgenannte kapazitive Betriebsweise tritt vorwiegend bei geringer Versorgungsspannung auf. Mit der Zweigstromerfassung kann ein Zerstören von Bauelementen sicher vermieden werden.

Fig. 8 zeigt die Sende- und Empfangseinrichtung 10 sowie das ihr vorgeschaltete Koppelfilter, mit dem die Busankopplung zu der Steuerleitung 12 erfolgt. Der Digitalschnittstelle 10 sind in diesem Beispiel die Sollwerte für minimale-, maximale- und Notbeleuchtungshelligkeit ( $U_{NOT}, U_{MIN}, U_{MAX}$ ) vorgegeben. Weiterhin ist ein Digital-eingang DAT vorgesehen, über den sowohl die Steuerungssignale von einem zentralen Steuergerät zum dezentralen EVG gelangen, als auch die Fehlersignale von dem dezentralen EVG zu dem zentralen Steuergerät übermittelt werden. Das serielle Interface ermöglicht die Fernsteuerung des elektronischen Vorschaltgerätes durch ein digitales Befehlssignal oder Befehlswort. Als solches digitales Signal ist ein 8 bit-Datenwort vorgesehen. Er wird von den beiden Kondensatoren C22, C23 differenziert, sodann um die Hälfte der Versorgungsspannung des Regelschaltkreises 17 bzw. des Sende- und Empfangsschaltkreises 10 potentialverschoben und dann über einen Dämpfungskondensator C12 dem Digitaleingang DAT der Schnittstelle 10 zugeführt. Hierdurch können sowohl die 50 Hz-Netzfrequenz unterdrückt, als auch die Eingangsströme jeder Schnittstelle geringgehalten werden. Fig. 8b zeigt eine weitere Ausgestaltung der Busankopplung. Hierbei sind die beiden Busleitungen 12 mit dem Dateneingang der Digitalschnittstelle induktiv gekoppelt. Werden EVGs mit dem in Fig. 8a dargestellten Koppelfilter an verschiedenen Phasen des Drehstromnetzes betrieben, können Ausgleichsströme fließen, die die Datenübertragung störend beeinflussen. Diese Ausgleichsströme können zwar in der Schaltung gemäß Fig. 8b ebenfalls fließen, sie heben sich allerdings auf, da keine primärseitige Masseverbindung existiert. Eine vorteilhafte Weiterbildung dieser Schaltung zeigt Fig. 8c. Durch die Verwendung einer Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung wird die Schaltung verpolungssicher. Anwendbar ist auch eine optische Kopplung, jedoch weist diese einen erhöhten Stromverbrauch auf.

Als Stellsignale werden 255 (entsprechend 8 bit) Helligkeitswerte vorgesehen. Auch das Steuersignal "AUS", dargestellt durch das binäre Wort "Null" ist möglich. Durch das vorgenannte Signal AUS versetzt sich das Gesamt-EVG sofort oder nach einer geringen Zeitspanne in einen stromsparenden Abschaltmodus (SLEEP). In ihm wird der ist. Auf diese Weise wird sichergestellt, daß jederzeit ein der tatsächlichen Lampenleistung  $P_{ist}$  bzw. der Helligkeit  $E$  proportionales Signal zur Verfügung steht, das einer genauen Helligkeitsregelung als Istwert vorgebar ist.

Fig. 7 zeigt detaillierter den Wechselrichter 30 mit seinen Ausgangs-Leistungstransistoren V28, V21. Zwischen ihnen wird die hochfrequente Wechselspannung  $U_{HF}$  an den zuvor erläuterten Lastkreis 40 abgeben. Angesteuert werden die beiden Leistungstransistoren über einen Ansteuer-Schaltkreis 31, der seine Steuerungssignale von dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 erhält. Ggf. kommen unsymmetrische Abschalt-/Einschaltverzögerungen für die jeweiligen Transistoren in Betracht, so daß ein gemeinsames Leiten beider Transistoren

V21, V28 grundsätzlich vermieden werden kann. Der obere Transistor wird über eine (nicht eingezeichnete) Bootstrap-Schaltung versorgt, der untere Transistor und die Systemsteuerung 10, 17, 31 erhalten ihre Ansteuer-  
spannung über einen Vorwiderstand und einen Glättungs-  
kondensator C5 aus der Zwischenkreisspannung  $U_0$ . Neben der genannten Stromversorgung aus dem Zwischenkreis findet auch eine verlustarme Wechsel-  
spannungskopplung aus dem schwingenden Wechsel-  
richter 30 über einen Koppelkondensator C21, die  
Dioden V12, V7 und die Induktivität L7 in die Speicher-  
kapazität C5 statt.

Der durch den Vorwiderstand oder eine Stromquelle  $I_q$  dem Glättungskondensator C5 zuführbare Strom ist ausreichend, um das IC31 und die Steuer- und Regelschaltung 17 im abgeschalteten Betrieb (SLEEP) zu versorgen.

Bei Betrieb des Wechselrichters reicht die über einen Kondensator C21 ausgekoppelte, über die genannten Bauteile V12, V7, L7 gleichgerichtete und über C5 geglatte lasteingekoppelte Versorgung aus. Diese Versorgungsspannungsgewinnung ist nahezu verlustfrei, da lediglich reaktive Elemente zur Strombegrenzung eingesetzt werden. Mittels der in den unteren Wechselrichter-Halbzweig des Transistors V21 eingeschalteten antiparallelen Dioden V14, V15 und dem diesen parallel geschalteten Widerstand R34 wird einem dem Zweigstrom  $I_{max}$  proportionales Spannungssignal  $U_{Kap}$  gewonnen. Dieses wird, wie die anderen Prozeßsignale dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 zugeführt. Er kann hieraus die Stromrichtung des durch den Wechselrichter im Moment vor dem Öffnen von V21 fließenden Stromes feststellen. Ist dieser Strom negativ, so befindet sich der Lastkreis 40 des Wechselrichters 30 in einem unzulässigen kapazitiven Bereich. Er stellt hierbei eine Gefahr für den steuernden Wechselrichter dar. Neben der reinen Amplituden-Detektion kann auch eine Phasenlagen-Betrachtung herangezogen werden, bei der der Laststrom Meßstromverbrauch des gesamten Vorschaltgerätes minimal. Der Wechselrichter 30 und die Ansteuererschaltung 31 werden stillgelegt und ggf. nach geringer weiterer Zeitverzögerung auch die wesentlichen Baugruppen des Steuer- und Regelschaltkreises 17. Lediglich die Empfangsschaltung der Sende- und Empfangseinrichtung 10 und die Überwachungsschaltung für die Erkennung eines Notbetriebes (NOT) bleiben aktiviert. Die Gesamtkreisleistung sinkt damit unter 1 W. Trifft jedoch in einem solchen Zustand ein neues Stellsignal ein, so nimmt die Steuer- und Regelschaltung 17 sofort die Einschaltsequenz vor, die mit Vorheizen und Zündvorgang (ZÜND) in den stationären Betrieb überleitet und dort wird für eine sofortige Einstellung des gewünschten Helligkeitswertes (DIMM) gesorgt.

Neben der Steuerung der Helligkeit und des Notbeleuchtungsmodus sowie des Abschalt-Modus (SLEEP-Mode) obliegt dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 auch die Aufgabe, sämtlichen vorgenannten Prozeßgrößen die Informationen zu entnehmen, die zur Überwachung und Steuerung des EVG von Wichtigkeit sind.

Dies sind die Spannungsüberwachung, die Notbetriebs-Aufrechterhaltung und die Überwachung der Leuchtstofflampen hinsichtlich Wendelbruch oder Gasdefekt. Auch werden durch die Meßgrößen die verschiedenen Betriebszustände der Leuchtstoffröhre, wie Zünden, Vorheizen und stationärer Betrieb unterscheidbar. Nachfolgend sollen die gemessenen und zur Überprüfung herangezogenen Prozeßgrößen zusammengefaßt werden:

Versorgungsspannung  $U_{ac}$ ,  $U_N$ ,  
Unter-/Überspannung  $U_{Nmin}$ ,  $U_{Nmax}$ ,  
Batteriespannung  $U_B$ ,  
Zwischenkreisspannung  $U_0$ ,  $U_{dc}$ ,  
Lampenstrom/Betriebsstrom  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$ ,  
Lampenspannung  $U_{L1}$ ,  $U_{L2}$ ,  
Ausgangsspannung  $U_{HF}$ ,  
Ausgangsstrom  $I_{HF}$ ,  
Wendelstrom  $I_{W1}$ ,  $I_{W2}$ ,  
Wechselspannungsgenerator-Zweigstrom  $I_{Kap}$

Anhand der aufgeführten Größen werden Über-  
spannung und Unterspannung im Zwischenkreis und im Versorgungskreis erfaßt. Die Steuer- und Regelschaltung 17 schaltet dabei alle Funktionen ab, wenn die Spannung zu hoch wird, und kann erst wieder in Funktion gehen, wenn die Spannung einmal ab- und wieder zugeschaltet wurde.

Das Auftreten von Unterspannung - welches zu einem gefährdenden kapazitiven Betrieb des Wechselrichters führt - wird damit beantwortet, daß die Ansteuererschaltung 31 gesperrt wird. Solange die Netzversorgung nicht die notwendige Spannung hat, um den Heizvorgang der Wendeln zu garantieren und den kapazitiven Betrieb zu vermeiden, nimmt die Steuer- und Regeleinrichtung 17 keine Zündung vor. Erst nach Überschreiten eines vorgebbaren Schwellenwertes wird der Zündvorgang ausgelöst. Dieses geschieht automatisch.

Eine Notbetriebsumschaltung auf eine vorgebbare Notbeleuchtungs-Helligkeit erfolgt beispielsweise dann, wenn über den üblichen Wechselspannungs-Versorgungseingang des Einschaltkreises 20 und über den Meßfühler R21, C25 (Fig. 4) eine Gleichspannung  $U_N$  von dem Regelschaltkreis 17 erkannt wird. Hierzu dient eine Zähllogik, die bei Ausbleiben der Über- oder Unterschreitung eines vorgegebenen Schwellenwertes den Notbetrieb einleitet. Dies kann nach einer vorgegebenen Totzeit geschehen, die einzelne, möglicherweise fehlende, Halbwellen, überbrückt.

Fällt in einem Leuchtensystem die normal speisende Wechselspannung  $U_{ac}$ ,  $U_N$  aus, so wird eine Notspannungsversorgung  $U_B$ , die aus Batterien oder einem Generator gewonnen wird, auf die Netzspannungsleitung gelegt. Dies erkennen die EVGs automatisch.

Im Notbetrieb wird die Helligkeit der Leuchtstofflampen nicht mehr durch den digital vorgegebenen Helligkeitswert DIMM vorgegeben, sondern durch einen dezentral am Gerät vorgebbaren Trimmwert, der über den Eingang  $U_{NOT}$  vorgebar ist. Sollte sich das EVG beim Eintreten dieses Notbetriebes im Abschalt-Modus (SLEEP) befinden, d. h. Lampe und Wechselrichter

abgeschaltet, so führt es zuerst den normalen Zündvorgang (ZÜND) durch, um nachher auf die Notbetriebshelligkeit zu stellen.

Bei erkanntem Ende des Notbetriebszustandes geht das EVG in den vorherigen Zustand zurück, dies kann der AUS-Zustand sein, wenn sich das EVG vorher dort befand. Dies kann jedoch auch der ursprüngliche Helligkeitswert (DIMM) sein, sofern dieser vor Anforderung des Notbetriebes vorlag.

Über die Erfassung des Wendelstromes erfolgt eine Erkennung, ob entweder eine Lampe nicht eingesetzt ist oder eine der beiden Wendeln gebrochen ist. In einem dieser Fehler-Fälle wird der Wechselrichter 30 an seiner maximalen Frequenz  $f_{\max}$  betrieben, was einerseits einen nach wie vor fließenden Heizstrom zur Folge hat, wenn die defekte Lampe ausgetauscht worden ist und andererseits die Spannung an der defekten Lampe auf das kleinstmögliche Maß heruntersetzt. Dies ist zur Einhaltung der Sicherheitsbestimmung nach VDE wichtig. Der induktive Teil des Serienresonanzkreises im Ausgang wird bei der genannten hohen Frequenz  $f_{\max}$  gegenüber dem kapazitiven Widerstand des Zündkondensators C17 so hoch, daß die Spannung am Ausgang auf ungefährliche Werte beschränkt wird und keine Gefahr für das Wartungspersonal besteht.

Bei Einsetzen einer funktionsfähigen Lampe wird ohne weitere Maßnahmen nach Abwarten der Vorheizdauer der Zündvorgang (ZÜND) eingeleitet.

Die interne Ablaufsteuerung im Steuer- und Regelschaltkreis 17 begrenzt weiterhin auch die Anzahl der Startversuche auf zwei und setzt (sendet) immer dann, wenn ein Fehlerfall vorliegt, wenn z. B. die Lampe fehlt, wenn ein Wendelbruch oder ein Gasdefekt vorliegt, ein Fehlersignal über die Sende- und Empfangseinrichtung 10 auf dem bidirektionalen Bus 12 ab. Dies gilt auch im Notbetrieb, da beim Defekt der Lampe der Notbetrieb nicht eingehalten werden kann.

Verdrahtungsfehler, die zu einem Kurzschluß der Entladungsstrecke der Lampe führen, können aufgrund der Prozeßsignale dann erfaßt werden, wenn die Lampenspannungen auf einen vorgegebenen minimalen Wert hin überwacht werden. Dabei führt eine Unterschreitung dieses vorgegebenen Wertes, wie bei der Netzüberspannungs-Überwachung zu einem Abschalten des gesamten EVG.

Auch die Zündunwilligkeit der Lampe, z. B. durch Gasdefekt, wird von dem Steuer- und Regelschaltkreis 17 erkannt. Wenn die Lampe innerhalb einer vorgegebenen Zündvorgabezeit nicht gezündet werden kann, d. h. wenn ein Abfallen der Spannung an dem Zündkondensator C17 innerhalb dieser Zeitspanne nicht eintritt, greift die genannte Sperre ein.

Neben einem vollständigen Abschalten und einer Fehlermeldung kann auch eine Wiederholzeit abgewartet werden, nach der ein erneuter Zünd- und Startversuch unternommen wird. Wird auch hierbei kein Zünderfolg bewirkt, so reagiert die Steuer- und Regelschaltung 17 wie bei Heizwendelbruch und setzt die Frequenz des Wechselrichters 30 auf maximalen Wert  $f_{\max}$ .

Bei Austauschen der Lampe, was der Steuer- und Regelschaltkreis 17 an einem Ansteigen der Lampenspannung oder an einem Verändern des Heizwendelstromes erkennt, erfolgt nach Wiedereinsetzen einer neuen Lampe neuerlich ein Zündversuch.

Zur Helligkeitsregelung der Leuchtstofflampen sei folgendes erläutert. Es findet eine echte Helligkeitsregelung Anwendung, da diese lampentypunabhängig gleiche Lampenleistungen - bei im wesentlichen gleichem Lampenwirkungsgrad - gewährleistet. Die istwertbestimmenden Meßgrößen Lampenstrom, Lampenspannung werden multipliziert und analog oder digital mit den über die Sende- und Empfangseinrichtung 10 ferngesteuert vorgegebenen Sollwerten verglichen. Das Vergleichsergebnis steuert unmittelbar oder über einen Regler die Frequenz  $f$  des Wechselspannungsgenerators 30. Wird eine genauere Helligkeitsabstufung gewünscht, so kann eine logarithmische Sollwertanpassung erfolgen. Auf gleiche Weise kann eine exponentielle Istwertgewichtung durchgeführt werden. Neben der Lampentypunabhängigkeit wird auch eine Kompensation von Lampenalter, von der bestehenden Betriebstemperatur und auch von der möglicherweise schwankenden Netzspannung  $U_N$  erreicht.

Mit der prozeßsignalgesteuerten Betriebszustandsüberwachung wird es auch möglich, das Zünden der Lampen auf kleine Helligkeitswerte durchzuführen, wobei der normalerweise auftretende Lichtimpuls vermieden werden kann. Letzterer ist bedingt durch die sich im Ausgangskreis durch den Zündvorgang speichernde Energie, die dann nach Zünden schlagartig in die Lampe entladen wird. Zur Unterdrückung bzw. Beseitigung wird eine schnelle Zünderkennung - über die Änderung der Lampenbrenns spannung  $U_{L1}, U_{L2}$  - vorgesehen, sowie eine schnelle Reduktion des Lampenstroms nach dem Zünden ausgeführt. Letzteres durch augenblickliche Verschiebung der Wechselrichter-Ausgangsfrequenz in Richtung zu höheren Frequenzen hin. Hierdurch wird der Glühbereich zwischen dem Zünden und der stationären Gasentladung künstlich verlängert. Hierdurch würde unter normalen Umständen eine Reduktion der Lampenlebensdauer auftreten. Dies wird gem. dem Ausführungsbeispiel jedoch vermieden, da die Verlängerung der Glühphase nur für die kritischen niedrigen Helligkeitswerte eingesetzt wird. Für große Helligkeitswerte wird der Strom auf einem höheren Pegel gehalten, wodurch die Glühphase verkürzt wird. Dies kann über digitale Steuerworte und die Sende- und Empfangseinrichtung 10 per Software eingestellt werden.

In Fig. 9 ist ein Helligkeits-Zeitdiagramm dargestellt, in welchem die Helligkeit der von dem EVG gemäß Fig. 1 gesteuerten Lampe zeitabhängig variiert wird. Zunächst ist maximale Helligkeit vorgesehen, es folgt ein über die Busleitung 12 und die Digitalschnittstelle 10 vorgegebener Abschalt-Zyklus. Die Helligkeit wird gem. einer vorgegebenen Steigung bis auf Null reduziert, sodann schalten sich der Wechselrichter 30, seine Treiberschaltung 31 und wesentliche Teile des Steuer-ICs 17 zur Stromersparnis ab. Ein daraufhin folgender Not-

beleuchtungs-Zustand führt - trotz abgeschaltetem System - zu einem gesteuerten Zünden sowie einem Aufbau der Helligkeit der Lampe auf die voreingestellte Notbeleuchtungshelligkeit (NOT). Diese ist über die Sollwert-Vorgabe  $U_{NOT}$  für jedes dezentrale EVG veränderbar. Ebenso ist der in Fig. 9 eingezeichnete maximale und minimale Helligkeitswert (MIN, MAX) über eine entsprechende Sollwertvorgabe einstellbar oder abgleichbar.

In Fig. 10 ist ein programmtechnisch gesteuerter "Softstart" als Helligkeits-Zeitdiagramm schematisch dargestellt. Das EVG 60 befindet sich zunächst in abgeschaltetem Zustand (AUS). Der Befehl "Softstart" führt nun entweder auf ein automatisches steigungsgeregeltes Ansteigen der Lampenhelligkeit - nach deren Zündung - oder zu einem programmgesteuerten inkrementalen Anwachsen der Lampenhelligkeitsstufen. Im letzteren Fall werden von dem zentralen Sternergerät 50 aus in bestimmten Zeitabschnitten inkremental wachsende Helligkeitswerte gesendet. Die dezentralen EVGs folgen den Anforderungen nahezu verzögerungslos. Hierdurch wird ein Änderungsgeschwindigkeits-gesteuertes (geregeltes) Ansteigen und Abfallen der dezentralen Lichtquellen möglich.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Steuerung der Helligkeit und des Betriebsverhaltens von Gasentladungslampen (GE-Lampen) über ein elektronisches Vorschaltgerät (EVG) mit einem in seiner Ausgangsfrequenz (f) variierbaren Wechselspannungsgenerator (W, 30), mit einer Gleichrichterschaltung (GR, 20), die den Wechselspannungsgenerator (30) speist, mit einem Lastkreis (40), der mindestens einen Reihenschwingkreis (L3, C18; L2, C17) und mindestens eine Gasentladungslampe (LA1, LA2, GE-Lampe) aufweist, und der von dem Wechselspannungsgenerator (30) mit einer variierbaren Wechselspannung ( $U_{HF}$ ) gespeist wird, und mit einer Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17), **dadurch gekennzeichnet**, daß der Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17) über einen digitalen Steuereingang (DAT) digitale Befehle zur Steuerung und/oder Regelung der Helligkeit (E,  $P_{IS}$ ) und des Betriebszustandes (MIN, MAX, NOT, SLEEP, DIMM, ZÜND, AUS, EIN) der mindestens einen Gasentladungslampe (LA1, LA2) zugeführt werden, und daß in dem Abschalt-Betriebszustand (AUS), in welchem die Gasentladungslampe (LA1, LA2, GE-Lampe) abgeschaltet wird, der Wechselspannungsgenerator (WR, 30) sofort oder nach einer vorgegebenen Zeitspanne stillgelegt wird (SLEEP-Betrieb).
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17) mit dem Wechselspannungsgenerator (WR, 30) zeit-

gleich oder geringfügig verzögert stillgelegt wird, und daß bei Empfang eines neuen digitalen Helligkeitsbefehls (DIMM) die Steuer- und Regeleinrichtung (17) und der Wechselspannungsgenerator (30) wiederaktiviert werden.

3. Schaltungsanordnung zur Steuerung der Helligkeit und des Betriebsverhaltens von Gasentladungslampen (GE-Lampen) über ein elektronisches Vorschaltgerät (EVG) mit einem in seiner Ausgangsfrequenz (f) variierbaren Wechselspannungsgenerator (W, 30), mit einer Gleichrichterschaltung (GR, 20), die den Wechselspannungsgenerator (30) speist, mit einem Lastkreis (40), der mindestens einen Reihenschwingkreis (L3, C18; L2, C17) und mindestens eine Gasentladungslampe (LA1, LA2, GE-Lampe) aufweist, und der von dem Wechselspannungsgenerator (30) mit einer variierbaren Wechselspannung ( $U_{HF}$ ) gespeist wird, und mit einer Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17), **dadurch gekennzeichnet**, daß eine Empfangseinrichtung (10) vorgesehen ist, der über einen digitalen Steuereingang (DAT) Befehle zur Steuerung und/oder Regelung der Helligkeit (E,  $P_{IS}$ ) und des Betriebszustandes (MIN, MAX, NOT, SLEEP, DIMM, ZÜND, AUS, EIN) der mindestens einen Gasentladungslampe (LA1, LA2, GE-Lampe) zugeführt sind bzw. zugeführt werden, und daß eine Treiberschaltung (31) vorgesehen ist, über welche die Steuer- und Regeleinrichtung (17) in dem Abschalt-Betriebszustand (AUS), in welchem die Gasentladungslampe (LA1, LA2, GE-Lampe) abgeschaltet ist, den Wechselspannungsgenerator (WR, 30) sofort oder nach einer vorgegebenen Zeitspanne stilllegt (SLEEP-Betrieb).
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Steuer- und/oder Regeleinrichtung (17) mit dem Wechselspannungsgenerator (WR, 30) zeitgleich oder geringfügig verzögert stillgelegt wird, wobei die Empfangseinrichtung (10) der Steuer- und Regeleinrichtung aktiviert bleibt, und daß bei Empfang eines neuen digitalen Helligkeitsbefehls (DIMM) die Empfangseinrichtung (10) die Steuer- und Regeleinrichtung (17) und diese den Wechselspannungsgenerator (30) wiederaktiviert.

System

FIG. 1

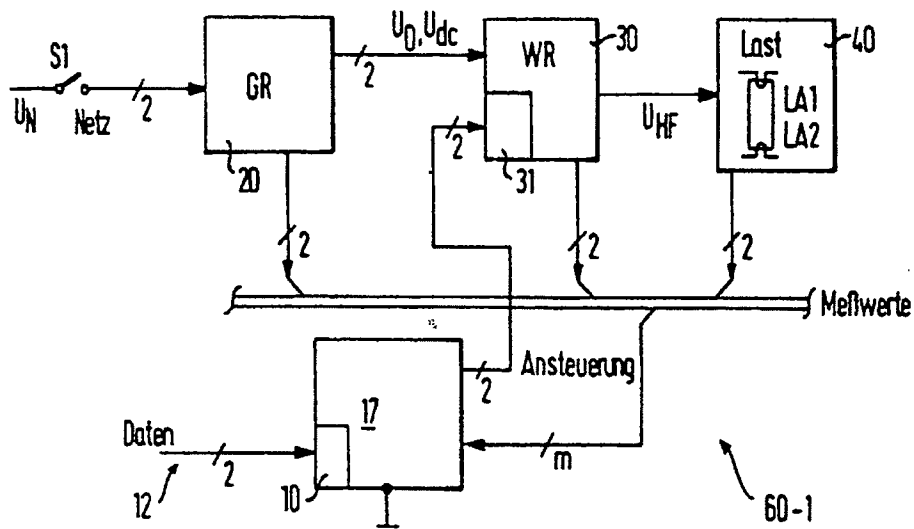
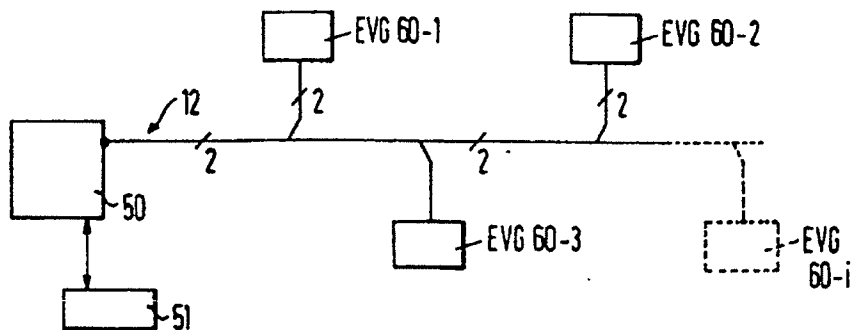


FIG. 2



Steuerung, Regelung, Überwachung. 17

**FIG. 3**

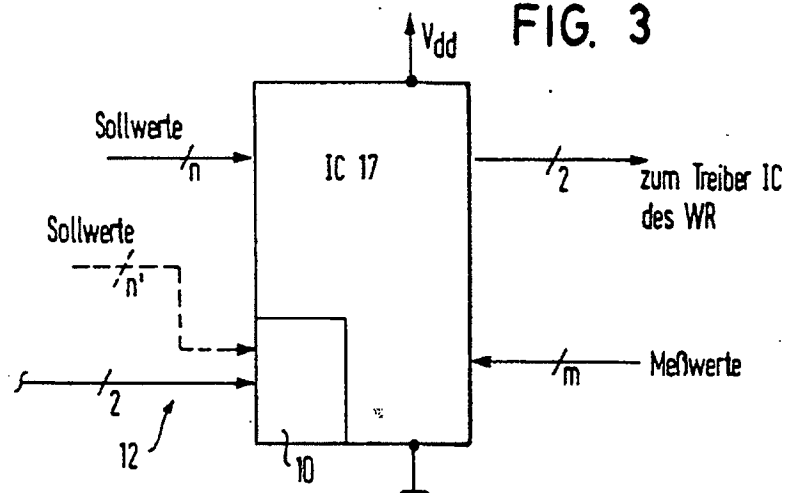
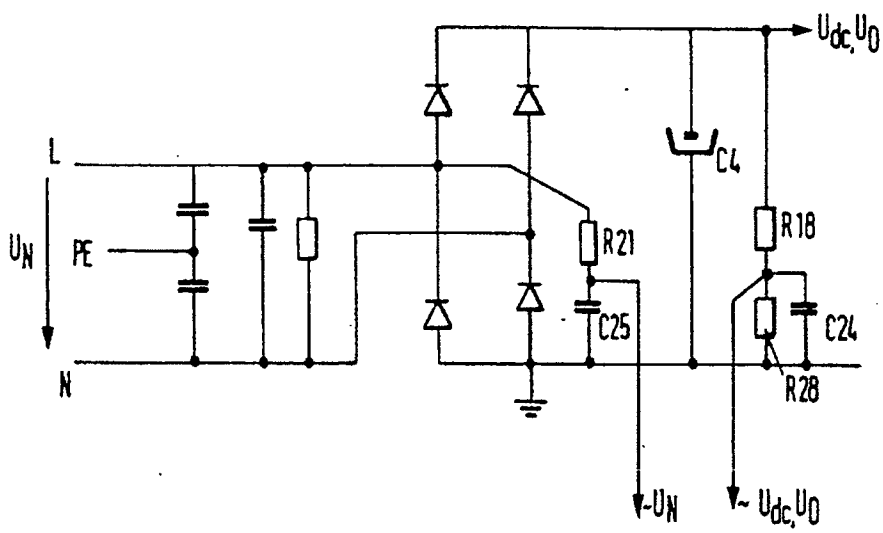


FIG. 4

GR, 20



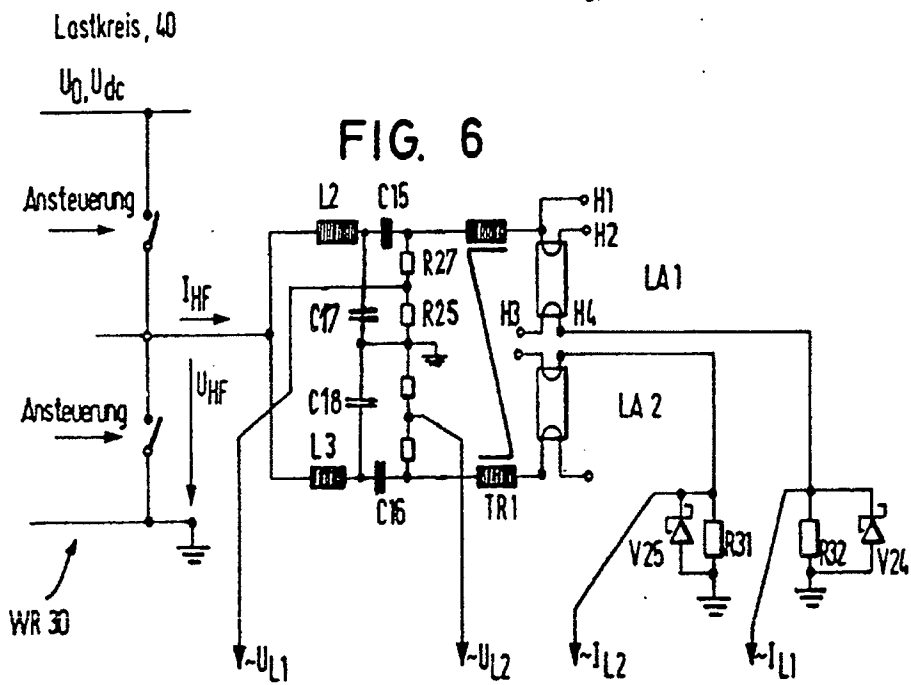
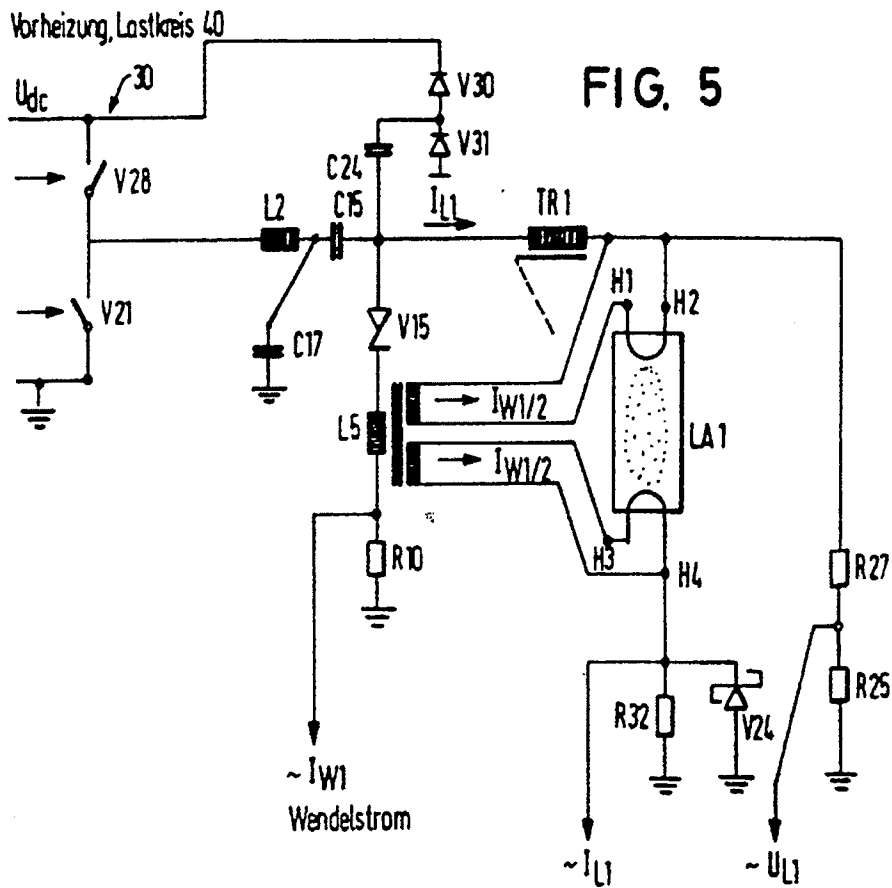




FIG. 7

WR, 30

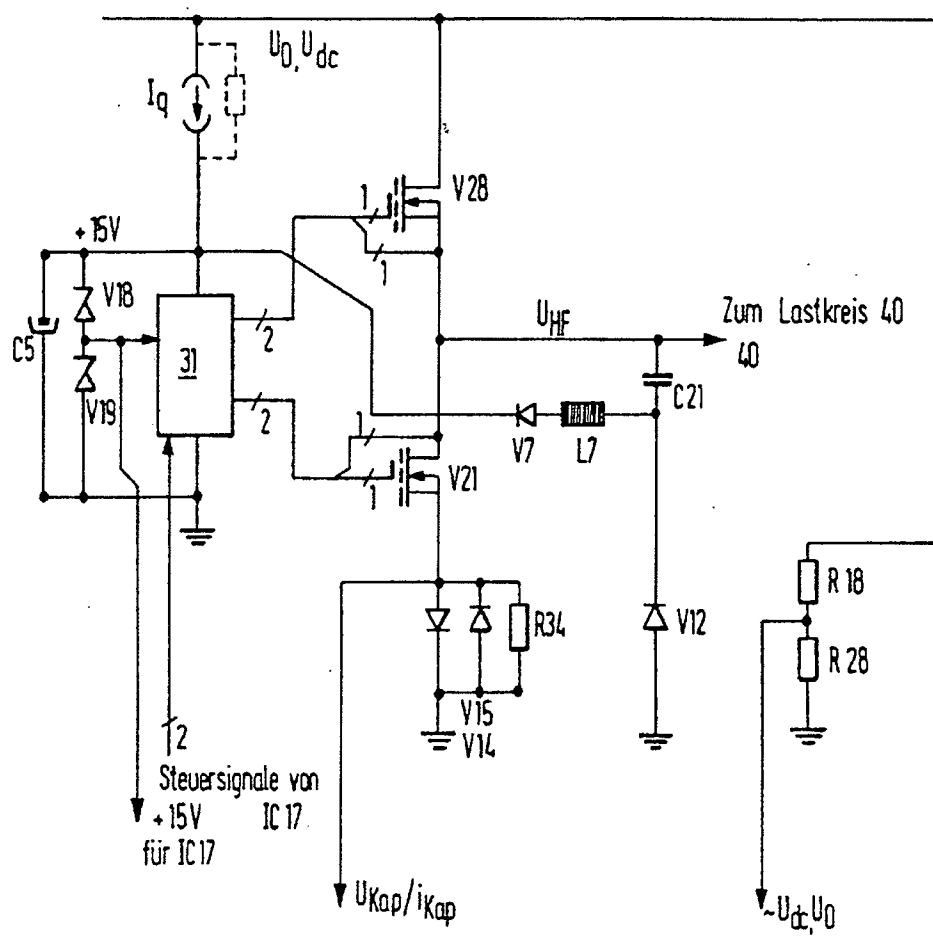


FIG. 8a

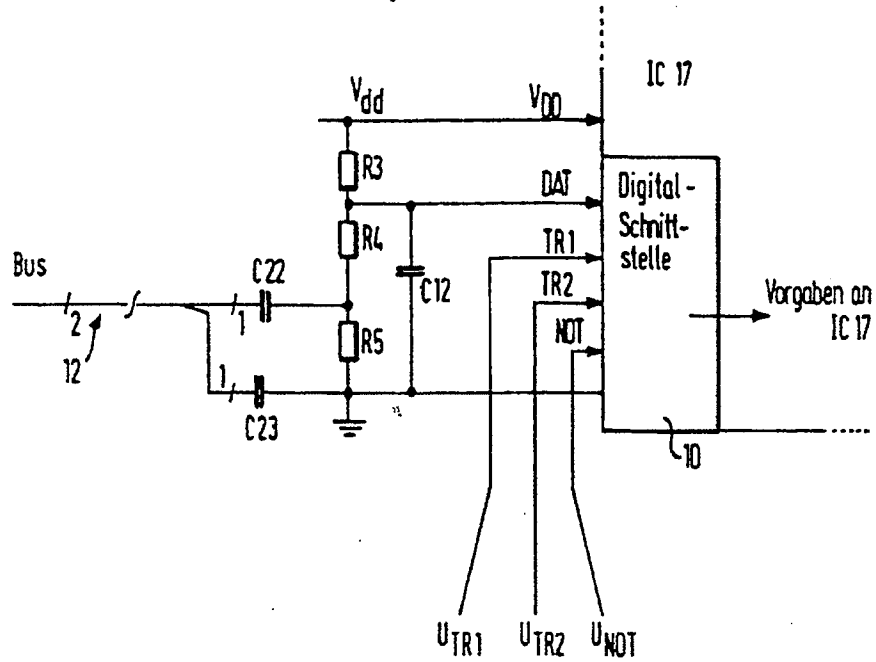


FIG. 8b

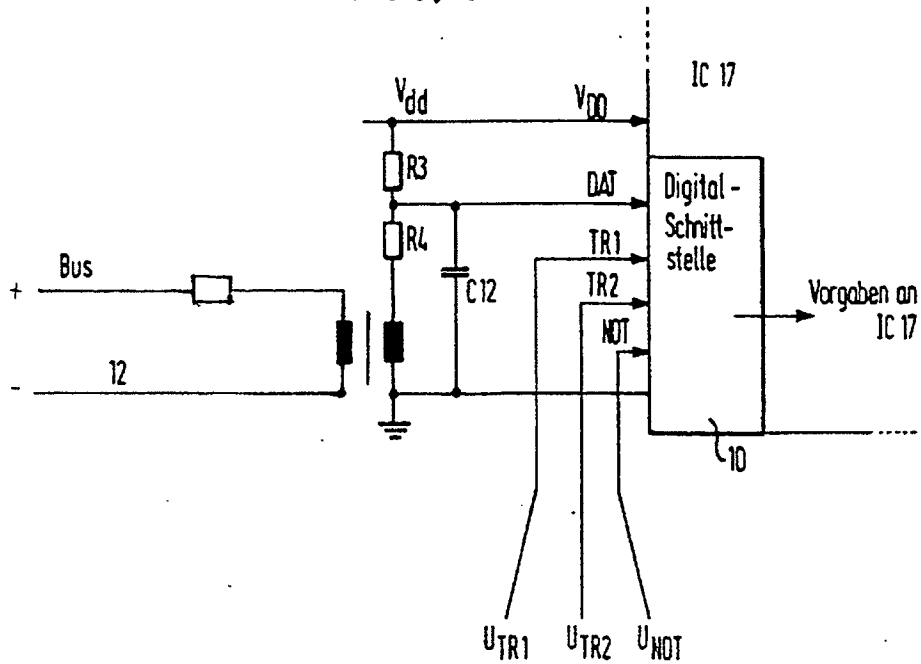


FIG. 8c

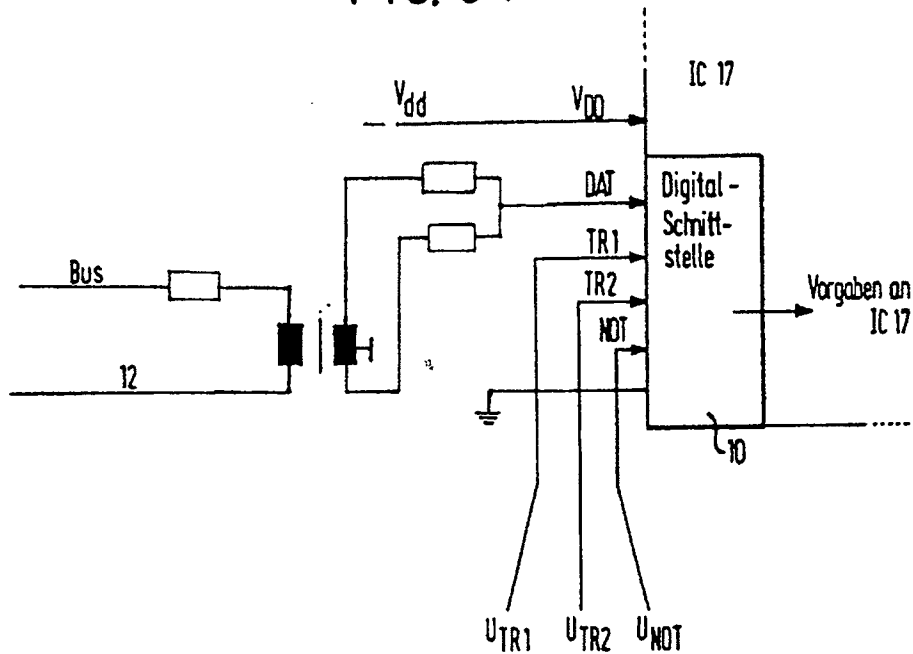


FIG. 9

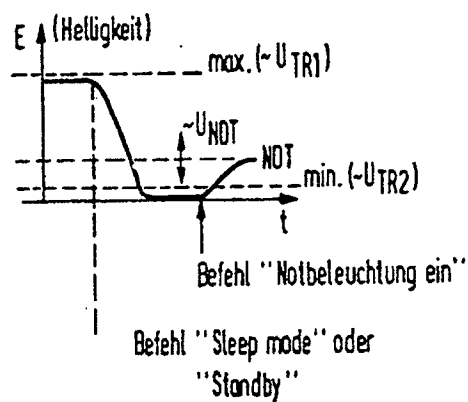


FIG. 10

